signetics

# Miniwatt

Vol. 21 Num.1 Enero 1982 145 ptas.

**Director**

D. José M.ª Llevat Grau

**Editor**

Miniwatt, S.A.
Departamento de Publicaciones Técnicas
D. José Albiol Fernández

**Coordinación**

D. Enrique Riverola García
D. Rafael Rizo Aramburu

**Redacción**

D.ª M.ª Dolores Forns-Samsó

**Consejo Asesor de Redacción**

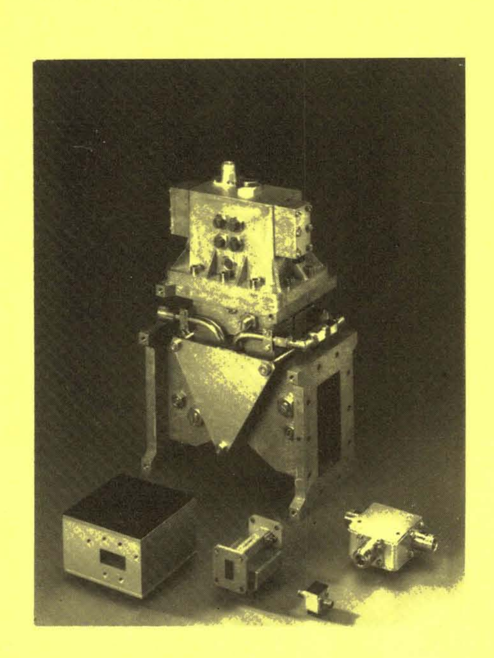
D. Antonio Griñó Berjón
D. Ernesto Tassis Bosch

**Suscripciones**

D.ª M.ª Angeles García Ferrer

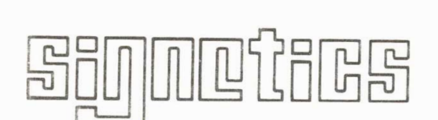
**Producción**

GENERAL GRAFIC, S.A.
Caspe, 172
Barcelona-13
Depósito Legal: B-18387 —61
ISSN: 0210.2641



**Portada**

Muestas representativas de circuladores y osciladores disponibles en nuestra gama de componentes de microondas. Se muestra un ejemplo de cada tipo de construcción. Centro: Aislador de guía de ondas de 2.450 MHz para aplicaciones de calentamiento industriales. Abajo, de izquierda a derecha: circulador de guía de ondas de 6 GHz, aislador de desplazamiento de campo de 10 GHz, aislador coaxial de 12-18 GHz, y circulador coaxial de banda 1V/V de 100 V.




Vol. 21 Num. 1 Enero 1982 145 ptas.

# Indice




Revista Miniwatt

Publicada por:

Miniwatt, S.A.
Balmes, 22 - Teléfono 301 63 12 - BARCELONA - 7
Suscripción anual (11 números)........................................ Ptas. 1.300
Precio ejemplar ........................................ Ptas. 145
Cambio domicilio........................................ Ptas. 25

# Editorial

*La demanda de visualizadores numéricos y alfanuméricos de muy bajo consumo, ha experimentado en los años últimos un notable incremento debido esencialmente a la expansión de indicadores horarios. Como consecuencia se ha aplicado a la investigación en esta área, concretamente en CCD una cantidad notable de esfuerzos. El resultado ha sobrepasado las expectativas, ya que no tan sólo ha satisfecho totalmente a la demanda sino que a su vez la ha favorecido al presentar productos industrializados de bajo consumo y bajo precio.*

*Aparecen pues visualizadores de gran densidad tanto numéricos como alfanuméricos y en una extensa gama de colores y contrastes.*

*El paso más importante se produce con un avance significativo tecnológico, la integración en el mismo cristal del visualizador y del IC excitador/decodificador.*

*Los acuerdos Internacionales PHILIPS/MINIWATT/BROWN BOVERI, han dado como resultado Videolec., ofrece una amplia gama de estos productos más el diseño concreto y específico para las necesidades de una aplicación correcta.*

# Condensadores electrolíticos para aplicaciones industriales

**Las fuentes de alimentación conmutadas y los sistemas de control de velocidad de motores por modulación de anchura de impulsos (PWM) imponen severos requisitos a los condensadores de filtrado, particularmente en lo referente a sus posibilidades frente a la corriente de rizado. Este artículo describe los nuevos condensadores diseñados para cumplimentar estos requisitos e incluye como seleccionar el mejor para cada aplicación.**

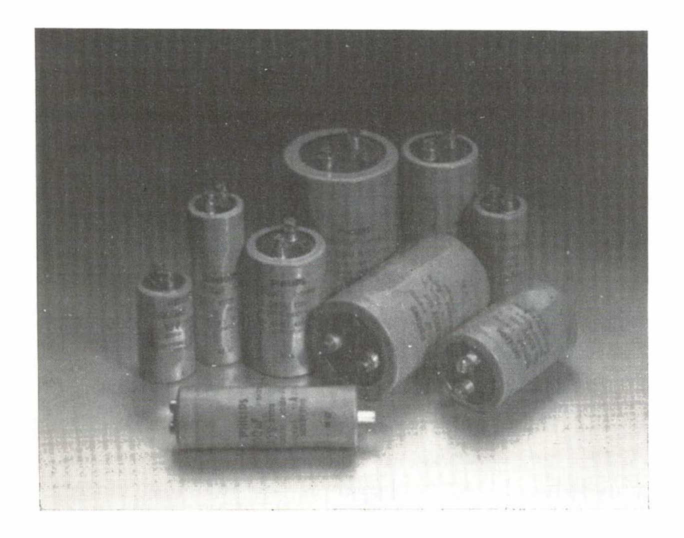


**Figura 1. Selección de condensadores de la serie 114/115.**

La nueva serie de condensadores electrolíticos 114/115 ha sido especialmente diseñada para el filtrado de la red rectificada y para almacenar energía en aplicaciones industriales. La serie 114 está formada por tipos para baja tensión (de 10 a 100 V) con capacidades entre 1000 y 220.000 μF, mientras que la serie 115 cumple con los requisitos necesarios para alta tensión (de 250 a 385 V) con capacidades entre 150 y 4.700 μF. La figura 1 muestra una selección de condensadores de esta serie. Estos condensadores pueden ser utilizados dentro de un márgen de temperatura comprendido entre —40 y +85°C y tienen una vida media típica superior a 10.000 h funcionando a sus valores máximos de temperatura y corriente de rizado. La construcción interna de estos condensadores asegura que tengan una capacidad para soportar valores nominales de la corriente de rizado superiores a los tipos existentes. Por ejemplo, el tipo de 2200 μF 385V, puede soportar una corriente de rizado de 9 A a 100 Hz y 85°C de temperatura ambiente, lo que corresponde a 21 A a una temperatura de 40°C.

Estos condensadores son utilizados principalmente en fuentes de alimentación conmutadas y en sistemas de control de motores, y son especialmente adecuados para el filtrado de la red en el sistema de control de velocidad de motores de c.a. por modulación de anchura de impulsos (P.W.M.) descrito en «Revista Miniwatt» vol. 19 nº 10 y vol. 20, nº 2, 4 y 8-9. Tanto en las fuentes conmutadas como en los sistemas de control de motores, el valor de la capacidad necesaria viene normalmente determinado por la corriente de rizado y por lo tanto las superiores características en este sentido de las series 114/115 proporcionan

un importante avance en el diseño de un filtro económico.

Este artículo describe las características y la construcción de los condensadores de la serie 114/115, con un particular énfasis en los aspectos que contribuyen a su capacidad para soportar una elevada corriente de rizado. Se describe la influencia de la temperatura y la frecuencia en la selección del condensador, incluyendo el método para determinar las condiciones de funcionamiento para conseguir una duración probable más prolongada. Se describen brevemente las dos áreas de aplicación más importantes: el control de velocidad de motores por PWM y las fuentes conmutadas, y para facilitar la selección del condensador correcto se incluyen ecuaciones de diseño para determinar la corriente de rizado asociada. Estas ecuaciones son verificadas por comparación entre la corriente de rizado calculada y la medida en tres sistemas de alimentación representativos.

## BASES TEORICAS DE LOS CONDENSADORES ELECTROLITICOS

La capacidad C de un condensador de placas paralelas es:

$$C = \varepsilon_0 \, \varepsilon_r \frac{A}{t} \qquad (1)$$

donde $\varepsilon_0$ es la permisividad del espacio libre, $\varepsilon_r$ es la permisividad del dieléctrico, A es el área de la superficie de los electrodos, y t es el espesor de la película dieléctrica. En la tabla 1 se da la lista completa de los símbolos utilizados en este artículo.

Los condensadores electrolíticos se caracterizan por una relación capacidad-volumen elevada. Esta característica hace que su uso sea altamente deseable en muchos casos, y esencial en ciertas circunstancias.

El ánodo de un condensador electrolítico está formado por una hoja de aluminio. Esta hoja es atacada electroquímicamente con lo que su superficie efectiva aumenta en un factor que es típicamente igual a 100. Una superficie de gran área es un factor importante para conseguir una elevada relación capacidad-volúmen. La película dieléctrica se forma transformando la superficie de la hoja de aluminio en óxido de aluminio por medio de oxidación anódica (también llamada formación). Este es un proceso sencillo que proporciona una película dieléctrica muy uniforme. Esta película anódica tiene una permisividad relativa aproximadamente igual a 8, y una rigidez dieléctrica muy elevada que se aproxima a la que predice la teoría iónica de los cristales. El espesor de la capa dieléctrica viene determinado por la tensión de la formación utilizada; cada voltio de la tensión de formación produce alrededor de 1,4 mm de espesor de la capa. La figura 2 muestra con detalle una hoja atacada y formada.

El segundo electrodo del condensador (el cátodo) está formado por un líquido de baja resistencia (el electrolito). Esto es necesario para asegurar un contacto efectivo y uniforme con la superficie del dielectrico que recuerda a una esponja. Para conseguir el contacto eléctrico entre el cátodo líquido y el terminal negativo del condensador, es necesaria otra hoja atacada. Esta segunda hoja, el contacto del cátodo, tiene una capa dieléctrica muy fina. Su espesor es de unos 2 mm, y la caida de tensión a través de ella será aproximadamente igual a 1,5 V. Esta delgada capa es necesaria para proporcionar al contacto catódico una carga almacenada (el producto de C y V) igual al del ánodo con lo que se mejoran las características de carga/descarga del condensador.

El electrolito impregna un papel fino que actúa de espaciador para asegurar que el líquido catódico permanece entre las hojas de ánodo y cátodo.

Las hojas de ánodo y cátodo son extremadamente delgadas: 100 $\mu$m es el espesor típico de la hoja de ánodo, mientras que la hoja de contacto del cátodo tiene un espesor de aproximadamente 30 $\mu$m. La combinación formada por ánodo/papel/cátodo se enrolla axialmente en una máquina devanadora, dando al condensador electrolítico su característica forma cilíndrica (ver la figura 1).

Esta estructura devanada compacta es un nuevo factor que contribuye a la elevada relación capacidad-volúmen.

## EL ELECTROLITO

Las características del electrolito constituyen el factor más importante para determinar las características y la seguridad de un condensador electrolítico. De las muchas propiedades necesarias del electrolito, las siguientes son las más importantes:




**Figura 2. Corte paralelo a la superficie de una hoja anódica atacada y formada. Magnificación: x 63.000. Tensión de formación: 12V.**

**Tabla 1. Lista de símbolos.**

| Símbolos, | Definición |
|---|---|
| A | Area de la superficie de una placa en un condensador de placas paralelas |
| C | Capacidad |
| D | Periodo de conducción máximo de un diodo |
| $f_{IN}$ | Frecuencia de rizado de la corriente de entrada al condensador. |
| $f_{OUT}$ | Frecuencia de rizado de la corriente de salida del condensador |
| $I_{cap}$ | Valor eficaz de la corriente de rizado en el condensador |
| $I_{dc}$ | Corriente contínua media de entrada |
| $I_{in}$ | Valor eficaz de la componente alterna de la corriente de entrada al condensador |
| $I_{INP(k)}$ | Valor de pico de impulso de la forma de onda de la corriente de entrada al condensador |
| $I_n$ | Corriente de rizado a una frecuencia determinada |
| $I_{out}$ | Valor eficaz de la componente alterna de la corriente de salida del condensador |
| $I_R$ | Corriente de rizado especificada (85°C, 100 Hz) |
| $I_r$ | Corriente de rizado en el condensador |
| $I_{r(T,\ 95)}$ | Corriente de rizado máxima a una temperatura ambiente T y una temperatura del paquete de 95°C |
| $I_{(T,\ \theta)}$ | Corriente de rizado máxima a una temperatura T y una temperatura del paquete de 0°C |
| $I_{CAP}$ | Valor instantáneo de la corriente en el condensador |
| $i_{cap}$ | Componente alterna de la corriente en el condensador |
| $\overline{i^2}_{cap}$ | Valor cuadrático medio de la componente alterna de la corriente del condensador |
| $i_{IN}$ | Valor instantáneo de la corriente de entrada al condensador |
| $i_{in}$ | Componente alterna de la corriente de entrada al condensador |
| $\overline{i^2}_{in}$ | Valor de la media cuadrática de la componente alterna de la corriente en el condensador |
| $i_{OUT}$ | Valor instantáneo de la corriente de salida del condensador |
| $i_{out}$ | Componente alterna de la corriente de salida del condensador |
| $\overline{i^2}_{out}$ | Valor cuadrático medio de la componente alterna de la corriente de salida en el condensador |
| $L_{crit}$ | Autoinducción mínima para una conducción contínua del diodo |
| $M_T$ | Factor de multiplicación de la temperatura de la corriente de rizado especificada |
| m | Número de impulsos de diferente amplitud de la forma de onda de la corriente de entrada al condensador |
| R | Resistencia efectiva en serie |
| $\sqrt{r_N}$ | Factor de multiplicación de la corriente de rizado especificada |
| T | Temperatura ambiente |
| t | Espesor del dieléctrico de un condensador de placas paralelas |
| $V_{dc}$ | Tensión media contínua de alimentación |
| $\alpha_{IN}$ | Periodo de conducción del diodo |
| $\alpha_{IN(k)}$ | Periodo de conducción del impulso de orden k de la forma de onda de la corriente de entrada al condensador |
| $\delta_{IN}$ | Relación de trabajo de la forma de onda de entrada al condensador |
| $\delta_{OUT}$ | Relación de trabajo de la forma de onda de salida del condensador |
| $\delta_T$ | Relación de trabajo de las formas de onda de excitación de cualquiera de los transistores de un convertidor simétrico |
| $\varepsilon_O$ | Permisividad del espacio libre |
| $\varepsilon_r$ | Permisividad relativa del dieléctrico |
| $\theta$ | Temperatura del paquete |

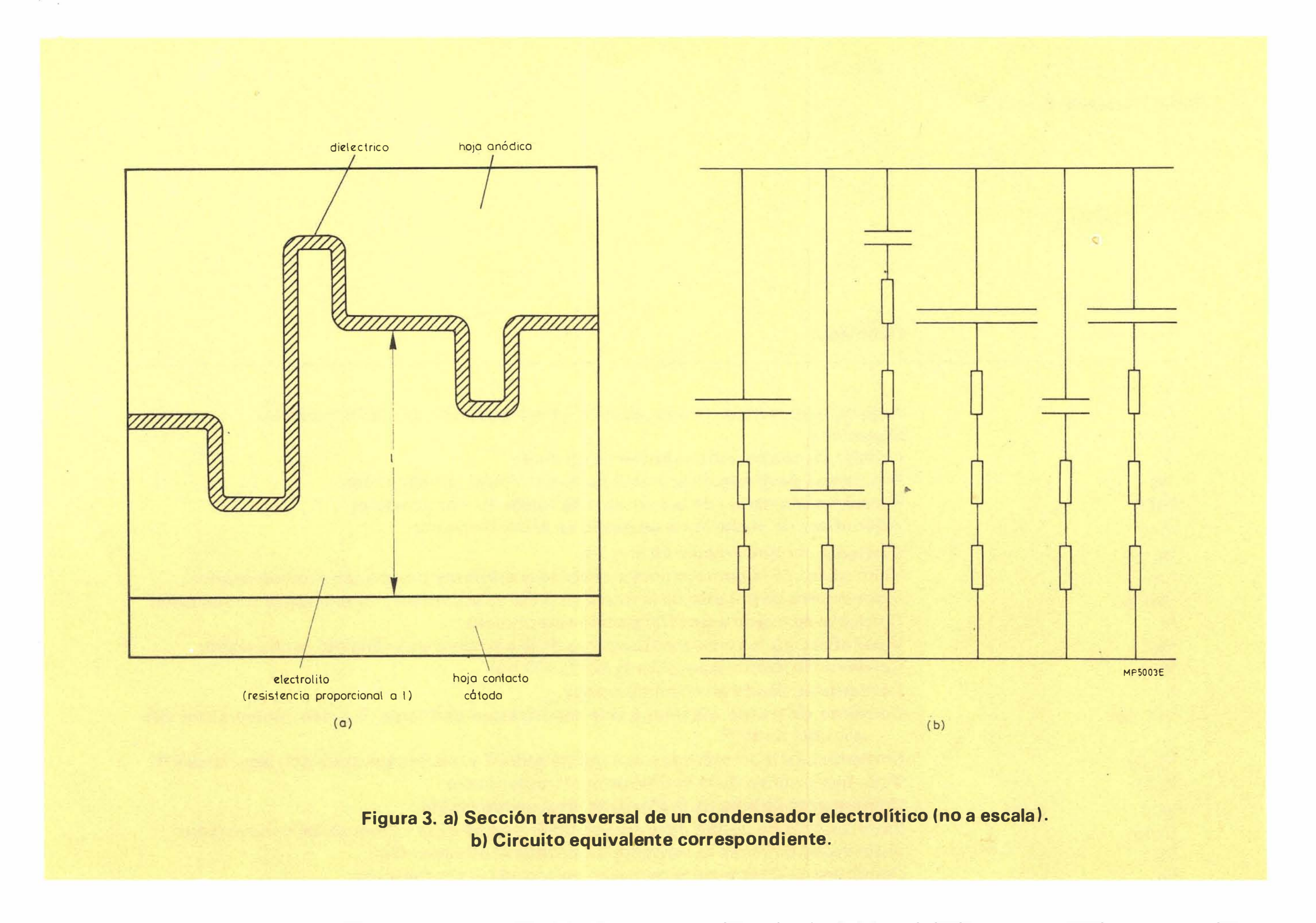



**Figura 3. a) Sección transversal de un condensador electrolítico (no a escala).**
**b) Circuito equivalente correspondiente.**

- baja resistencia, ya que el electrolito forma parte de la resistencia en serie del devanado;
- estabilidad de las propiedades eléctricas y químicas dentro de un márgen de temperaturas elevado, de −40 a 85°C;
- comportamiento no corrosivo para los materiales que constituyen el condensador.

## CONSTRUCCION DE LOS CONDENSADORES DE LA SERIE 114/115.

La figura 3a muestra una sección transversal simplificada de un condensador electrolítico. El circuito equivalente de esta sección se muestra en la figura 3b. En este circuito equivalente se puede apreciar que un condensador electrolítico está compuesto realmente de un elevado número de condensadores dispuestos en paralelo.

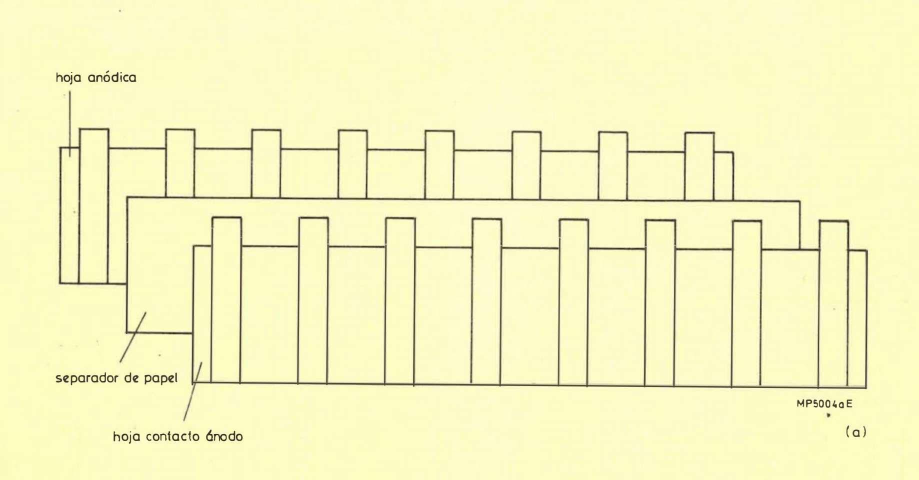
La figura 3b indica también la resistencia en serie del electrolito y el papel espaciador.

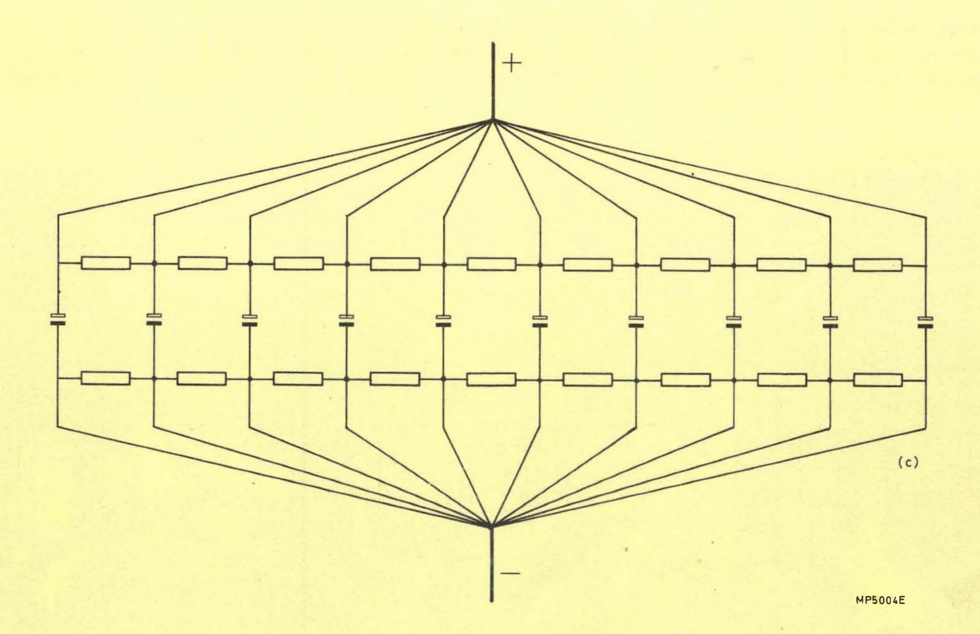
Hay otras resistencias parásitas que contribuyen a la resistencia total del condensador. En potencia, las fuentes más importantes de resistencia parásita adicional son las que tienen las hojas que forman el ánodo y el cátodo. En un condensador electrolítico grande, éstas pueden tener muchos metros de longitud, y si el condensador está construido según la forma convencional, con un único contacto en cada hoja, la resistencia lateral puede ser grande. En los condensadores de la serie 114/115, la resistencia de las hojas es minimizada por medio de conexiones múltiples a las hojas de contacto de ánodo y cátodo.

Esto se ilustra en la figura 4a. En los circuitos equivalentes de las figuras 4b y 4c se puede apreciar que como resultado de las conexiones múltiples, las resistencias en serie efectivas de los elementos devanados están conectadas en paralelo y por lo tanto su valor se reduce.

Este método de construcción asegura que la autoinducción efectiva en serie del devanado es inherentemente muy baja. Sin embargo, no se puede evitar la autoinducción correspondiente a las tomas de conexión del ánodo y al cátodo, que deben estar físicamente separadas para evitar el cortocircuito accidental del condensador. En la práctica la autoinducción del devanado se reduce a un nivel despreciable colocando las tomas correspondientes separadas por no más de media vuelta.

La distribución de las tomas de conexión en el condensador ya bobinado se muestra claramente en la figura 5a. Las múltiples tomas de conexión son llevadas fuera de la parte superior del devanado, con lo que se reduce la resistencia y la autoinducción en serie equivalente debida a las conexiones, minimizando sus longitudes. El método empleado para la conexión de las tomas a las bornas del condensador se ve claramente en la figura 5b. Esta figura muestra también la válvula que libera el exceso de gases que produce el funcionamiento del condensador más allá de sus límites especificados; por ejemplo, a una temperatura o a una tensión demasiado altas, o con polaridad incorrecta.



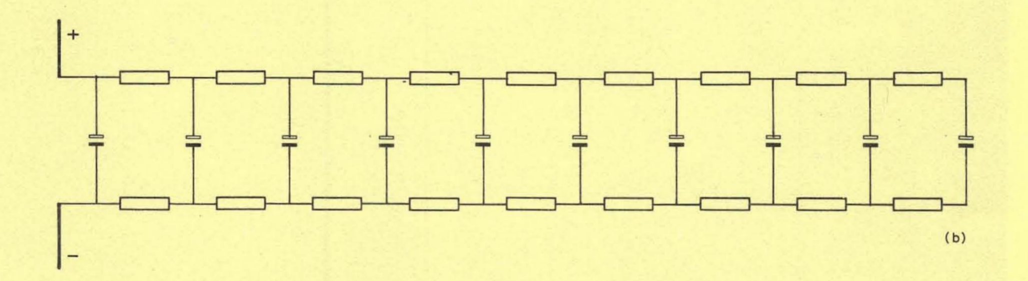
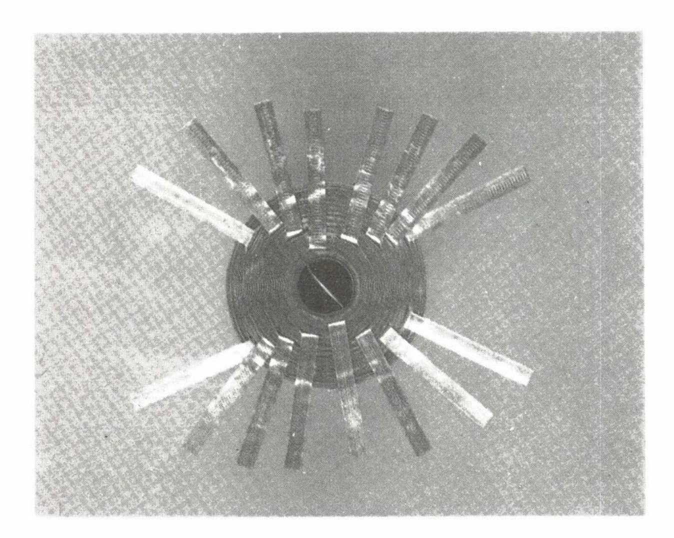




**Figura 4.a) Tomas de conexión múltiples-Condensador antes de ser bobinado.**
**b) Circuito equivalente simplificado de un condensador de construcción convencional.**
**c) Circuito equivalente simplificado de un condensador construido con tomas múltiples.**



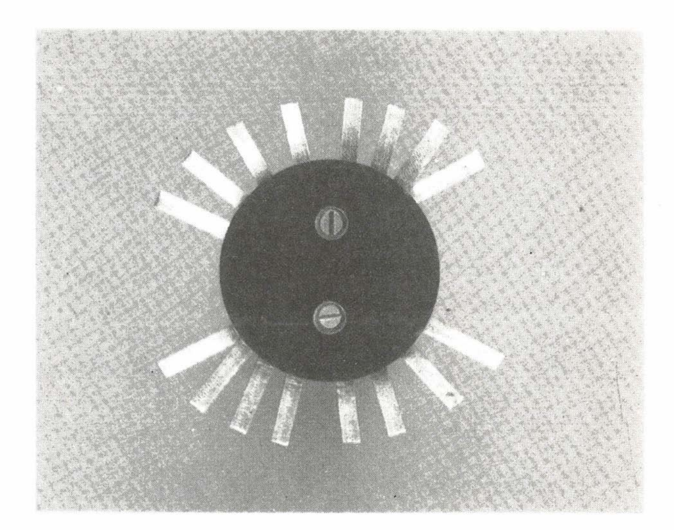


**Figura 5.a) Conexiones múltiples de ánodo y cátodo en un condensador bobinado. Las correspondientes conexiones de ánodo y cátodo se disponen de tal manera que quedan diametralmente opuestas, separadas media vuelta.**
**b) Tapadera superior del condensador mostrando los puntos de conexión de las múltiples conexiones de ánodo y cátodo.**

**Figura 6. Máquina bobinadora controlada por ordenador.**

## FABRICACION

Los condensadores electrolíticos se fabrican en varias etapas. Se lamina aluminio de un 99,99% de pureza a un espesor de 100 μm con un ancho de 50 cm y una longitud aproximada de 2000 m. Esta hoja es atacada electroquímicamente y lavada cuidadosamente con agua desionizada en un proceso contínuo. El proceso de limpieza es necesario para eliminar todos los residuos químicos antes de formar la capa de óxido. Con ello se asegura la estabilidad a largo plazo de la capa de óxido, lo que contribuye a las características de larga vida de los condensadores.

La etapa siguiente es la oxidación anódica de la hoja atacada, también en un proceso contínuo. La hoja pasa a través del líquido formador, mientras se le aplica una tensión constante (conocida como tensión de formación). La aplicación de la tensión de formación durante un tiempo determinado da como resultado la formación de la capa dieléctrica. Esta tensión es siempre un 20% superior a la tensión de trabajo especificada para el condensador. Después de formada, se corta la hoja a la anchura deseada según el condensador.

La hoja anódica, el papel fino espaciador, y la hoja de contacto del cátodo se enrollan coaxialmente en una máquina devanadora. Esta máquina (véase figura 6) es controlada por ordenador y determina las posiciones adecuadas para colocar las conexiones múltiples de ánodo y cátodo. Estas son soldadas en frio en su sitio mientras se bobina el condensador. Todas las conexiones del condensador son soldadas en frío, lo que les proporciona unión a nivel molecular de una gran seguridad y una estabilidad excelente a lo largo de su vida. Una vez bobinados, se sueldan también en frío las bornas del ánodo y cátodo a la tapa superior del condensador (ver fig. 5b).

El paquete se impregna de electrolito al vacío, y el conjunto se introduce y se sella dentro de un recipiente. Un anillo de goma de etileno—propileno forma el elemento de sellado entre la tapa superior y el recipiente. El arrollamiento es inmovilizado dentro del recipiente por medio de una técnica que consiste en practicar hendiduras longitudinales en el cuerpo del recipiente. Esto asegura un buen contacto térmico entre el devanado y el recipiente, y proporciona una gran robustez al conjunto.

Una vez ensamblado, el condensador es sometido a un prolongado proceso de post-formación a una temperatura de 85°C, utilizando nuevamente una tensión de formación constante. Con ello se asegura que no existan puntos en los que falte la capa dieléctrica, como son los bordes por donde se ha cortado la hoja, que son ahora oxidados anódicamente. El proceso de post-formación da como resultado un condensador con una extremadamente baja corriente de fugas.

Entonces el condensador es aislado por medio de una funda antes de ser finalmente inspeccionado y comprobado.

## DISEÑO DEL CONDENSADOR Y SU RELACION CON SUS CARACTERISTICAS DE CORRIENTE DE RIZADO.

Una corriente de rizado $I_r$ dará lugar a una generación de calor sustancialmente igual a $I^2{}_rR$, donde R es la resistencia efectiva en serie. Para conseguir un condensador que pueda soportar una corriente de rizado elevada es necesario, por lo tanto, una resistencia efectiva en serie baja y una disipación de calor eficaz. De acuerdo con la descripción anterior, las características de los condensadores de la serie 114/115, que contribuyen a que puedan soportar una corriente de rizado elevada, se pueden resumir en:

— Construcción multi-toma.
— Electrolito de baja resistencia.
— Buen contacto térmico entre el devanado y el recipiente (recipiente con hendiduras).

En la tabla 2 se dan detalles de la corriente de rizado de los condensadores de la serie 115 para 385 V. (Para más detalles véanse los datos publicados de las series completas 114/115). La máxima corriente de rizado depende de la temperatura ambiente y de la frecuencia, tal como veremos a continuación.

**Tabla 2.— Corrientes de rizado especificadas para los condensadores de la serie 115 para 385 V.**

| Capacidad μF | Corriente de rizado especificada ($I_R$) 85ºC, 100 Hz |
|---|---|
| 150 | 1,2 |
| 220 | 1,6 |
| 330 | 2,2 |
| 470 | 2,7 |
| 680 | 4,8 |
| 1000 | 7 |
| 1500 | 7 |
| 2200 | 9 |

### Temperatura ambiente

La duración probable de un condensador electrolítico es determinada principalmente por la temperatura de su núcleo y los condensadores de las series 114/115 han sido diseñados para operar a una temperatura máxima del núcleo de 95°C. La temperatura del núcleo estará determinada por la temperatura ambiente y el efecto de caldeo de la corriente de rizado. Los condensadores de la serie 114/115 pueden funcionar a una temperatura ambiente de 85°C y, por lo tanto, a esta temperatura la corriente de rizado especificada contribuye con un aumento de la temperatura

del núcleo de 10°C. A temperaturas ambiente inferiores, la corriente de rizado máxima admisible (que produce una temperatura de 95°C en el núcleo), contribuirá a un mayor aumento de la temperatura del núcleo, y por lo tanto, la corriente de rizado es más elevada que la especificada. El rizado máximo a una temperatura ambiente T está relacionado con la corriente de rizado especificada (a 85°C) por la ecuación:

$$I_{r(T,95)} = I_R \sqrt{\left(\frac{95-T}{10}\right)} \qquad (2)$$

$$= I_R \times M_T,$$

donde $I_{r(T,95)}$ es la corriente de rizado máxima a la temperatura ambiente T y a una temperatura del núcleo de 95°C, $I_R$ es la corriente de rizado especificada a una temperatura ambiente de 85°C y $M_T$ es el factor de multiplicación para la corriente de rizado según la temperatura (tabla 3). Obsérvese que tanto las corrientes de rizado de la ecuación 2, $I_{r(T}$

**Tabla 3.— Factor de multiplicación de la corriente de rizado especificada en función de la temperatura ambiente.**

| Temperatura ambiente °C | Factor Multiplicador ($M_r$) |
|---|---|
| 85 | 1,0 |
| 80 | 1,22 |
| 75 | 1,41 |
| 70 | 1,58 |
| 65 | 1,73 |
| 60 | 1,87 |
| 55 | 2,00 |
| 50 | 2,12 |
| 45 | 2,24 |
| ⩽40 | 2,35 |

## FRECUENCIA

La potencia disipada por el dieléctrico y por las capas de óxido del cátodo desciende con la frecuencia, de forma que la máxima corriente de rizado puede ser aumentada cuando la frecuencia se eleva. La corriente de rizado se especifica normalmente en forma normalizada a 100 Hz; para corrientes de rizado no senoidales (y por lo tanto para corrientes de rizado de frecuencia múltiplo) la corriente de rizado equivalente a 100 Hz viene expresada por:

$$I_r = \sqrt{\left(\Sigma \frac{I_n^2}{r_n}\right)}, \qquad (3)$$

donde $I_n$ es la corriente de rizado para una determinada frecuencia, y $\sqrt{r_n}$ es el factor de multiplicación para la misma frecuencia (véase la tabla 4).

**Tabla 4. – Factor de multiplicación de la corriente de rizada en función de la frecuencia.**

| Frecuencia Hz | Multiplicador ($\sqrt{r_n}$) |
|---|---|
| 50 | 0,83 |
| 100 | 1,00 |
| 200 | 1,10 |
| 300 | 1,125 |
| 400 | 1,15 |
| 1000 | 1,19 |
| ⩾2000 | 1,20 |

## FIABILIDAD

Los condensadores de la serie 114/115 son el resultado de un extenso programa de desarrollo y comprobación. Como consecuencia, son muy seguros y adecuadamente seleccionados proporcionan un servicio predecible y prolongado. Sin embargo, como con cualquier componente, se producen algunos fallos durante su vida en servicio. La proporción de fallos en los condensadores de la serie 114/115 es extremadamente baja y relativamente constante, y esto es una indicación de su seguridad.

Pasado determinado tiempo, los cambios graduales que se producen en los condensadores, alcanzan un punto que se caracteriza por un súbito y marcado aumento en la proporción de fallos. El tiempo necesario para que esto suceda es una medida de la duración probable de los condensadores.

La figura 7 muestra la curva de proporción de fallos en función del tiempo. La curva puede ser dividida en tres zonas distintas:

A) Fallos durante la fabricación y el periodo de prueba (fallos precoces).
B) Fallos durante la vida en servicio útil.
C) Fallos al fín de la vida útil (periodo de deterioro).

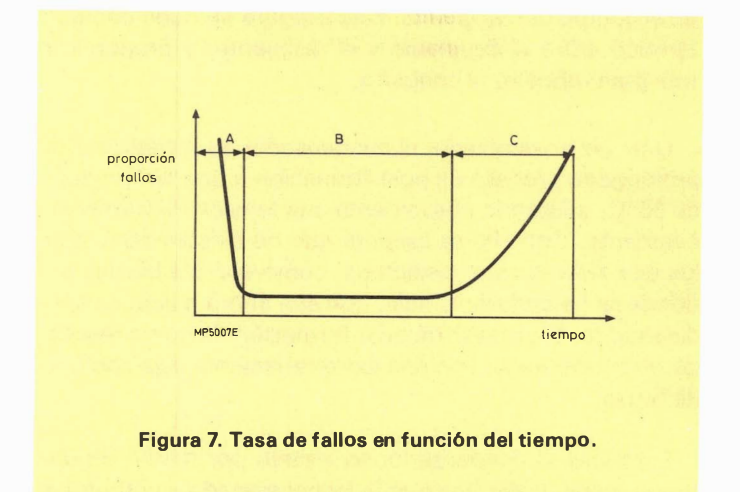



**Figura 7. Tasa de fallos en función del tiempo.**

Para los condensadores electrolíticos de la serie 114/115, la proporción de fallos durante la vida útil (nivel de seguridad de un 60%) a 40 C° y a la tensión nominal es de 1 x $10^{-7}$/h (fallo catastrófico). El descenso de la temperatura y la tensión tienen relativamente poca influencia en esta cifra. Una disminución de tensión del 50% reduce la proporción de fallos en un factor de aproximadamente 4,5, mientras que una reducción de la temperatura de alrededor de 15°C la reduce en un factor igual a 2.

## VIDA UTIL EN SERVICIO

Como se ha indicado anteriormente, la duración probable/vida útil en servicio (región B de la figura 7) es prácticamente determinada por la temperatura del núcleo, y para los condensadores que funcionan a una temperatura máxima del núcleo de 95°C, la duración probable es de 10.000 h típicamente. Si se reduce la temperatura del núcleo, la duración probable puede ser ampliada; cada 10°C de reducción de la temperatura del núcleo hace que se doble la duración probable. Asi pues, con una temperatura del núcleo de 85°C, la expectativa de vida es de 20.000 h, mientras que con 50°C ésta es de unas 200.000 h, lo que equivale a aproximadamente a 25 años de funcionamiento contínuo. El tiempo de vida garantizado (prueba normalizada de duración) es de 5000 h a una temperatura ambiente de 85°C.

La expectativa de vida ampliada especificada se puede conseguir seleccionando un condensador que funcione a una temperatura del núcleo adecuada. El método de selección del condensador se describe mejor por medio de un ejemplo.

*Ejemplo.— Selección de un condensador para una duración probable aumentada.*

| | |
|---|---|
| Características de tensión necesaria | 385 V |
| Frecuencia de funcionamiento | 300 Hz. |
| Temperatura ambiente | 60°C |
| Corriente de rizado necesaria | 3 A |
| Expectativa de vida aumentada | 40.000 h |

El primer paso consiste en determinar la corriente de rizado a 100 Hz, equivalente a la corriente necesaria para la frecuencia de funcionamiento a 300 Hz. Según la ecuación 3 y la tabla 4:

$$I_r = \frac{3}{1{,}125,}$$

$$I_r = 2{,}7 \text{ A.}$$

Para conseguir una expectativa de vida aumentada de 40.000 h, se debe seleccionar un condensador que tenga una temperatura del núcleo de 75°C cuando funcione con una corriente de 2,7 A (referida a 100 Hz.), con una temperatura ambiente de 60°C. La máxima corriente de rizado admisible con una temperatura ambiente T y una temperatura del núcleo $I_{r(T,\theta)}$, se puede obtener generalizando la ecuación 2):

$$I_{r(T,\theta)} = I_R \sqrt{\left(\frac{\theta - T}{10}\right)}. \qquad (4)$$

sustituyendo $I_{r(T,\theta)}$, T y $\theta$ y despejando $I_R$ (el valor nominal del condensador necesario) se obtiene:

$$I_R = 2{,}7 \sqrt{\left(\frac{10}{75 - 60}\right)}$$

$$I_R = 2{,}2 \text{ A.}$$

según la tabla 2, el condensador necesario será el de 330 $\mu$F.

## AREAS PRINCIPALES DE APLICACION

Los condensadores de las series 114/115 son utilizados principalmente en sistemas de control de velocidad de motores de c.a. y en fuentes de alimentación conmutadas (S.M.P.S.). Antes de considerar las ecuaciones de diseño de corriente de rizado, se describen brevemente ejemplos representativos de estos sistemas.

### Control de motores de c.a. por PWM

La figura 8 muestra el diagrama de bloques del sistema de control de motores de c.a. por modulación de anchura de impulsos (PWM). La entrada de la red trifásica está conectada a un puente rectificador a través de un filtro de interferencias, y proporciona la alimentación de c.c. fija al inversor. Para potencias iguales o inferiores a 4 kW, se utiliza normalmente un filtro de entrada por condensador, mientras que para potencias superiores se utiliza el filtro de entrada por autoinducción. La salida del inversor consiste en tres fases de una forma de onda de impulsos de anchura modulada equilibrada senoidalmente según una determinada frecuencia portadora; esta produce en el motor corrientes senoidales de bajo contenido de armónicos. Las formas de onda son sintetizadas por el circuito LSI especialmente diseñado para ello, tipo HEF 4752 V.

### Fuentes de alimentación conmutadas

Las fuentes de alimentación conmutadas funcionan a una elevada frecuencia de conmutación. El transformador necesario es por lo tanto pequeño comparado con los de 50 Hz de tal forma que la introducción de las fuentes conmutadas ha dado como resultado una considerable reducción en el tamaño y el peso de las fuentes de alimentación estabilizadas que funcionan a partir de la red monofásica y

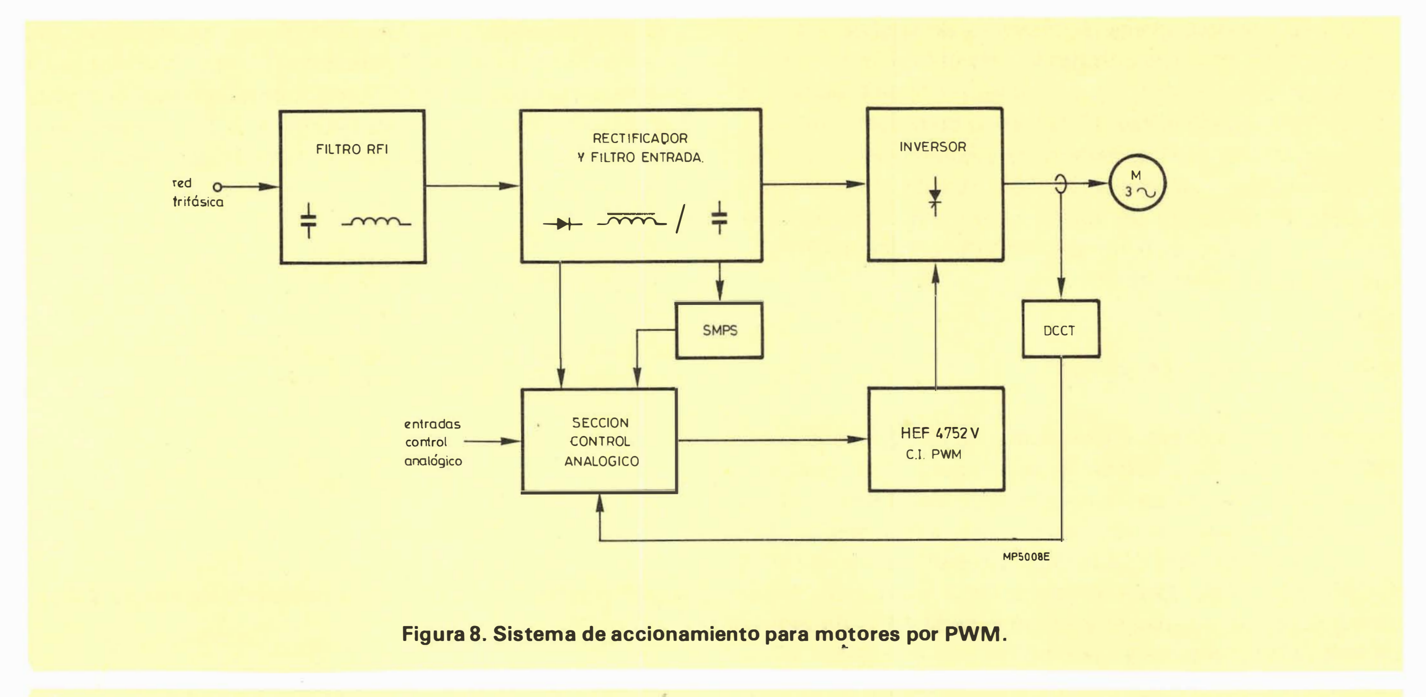



**Figura 8. Sistema de accionamiento para motores por PWM.**

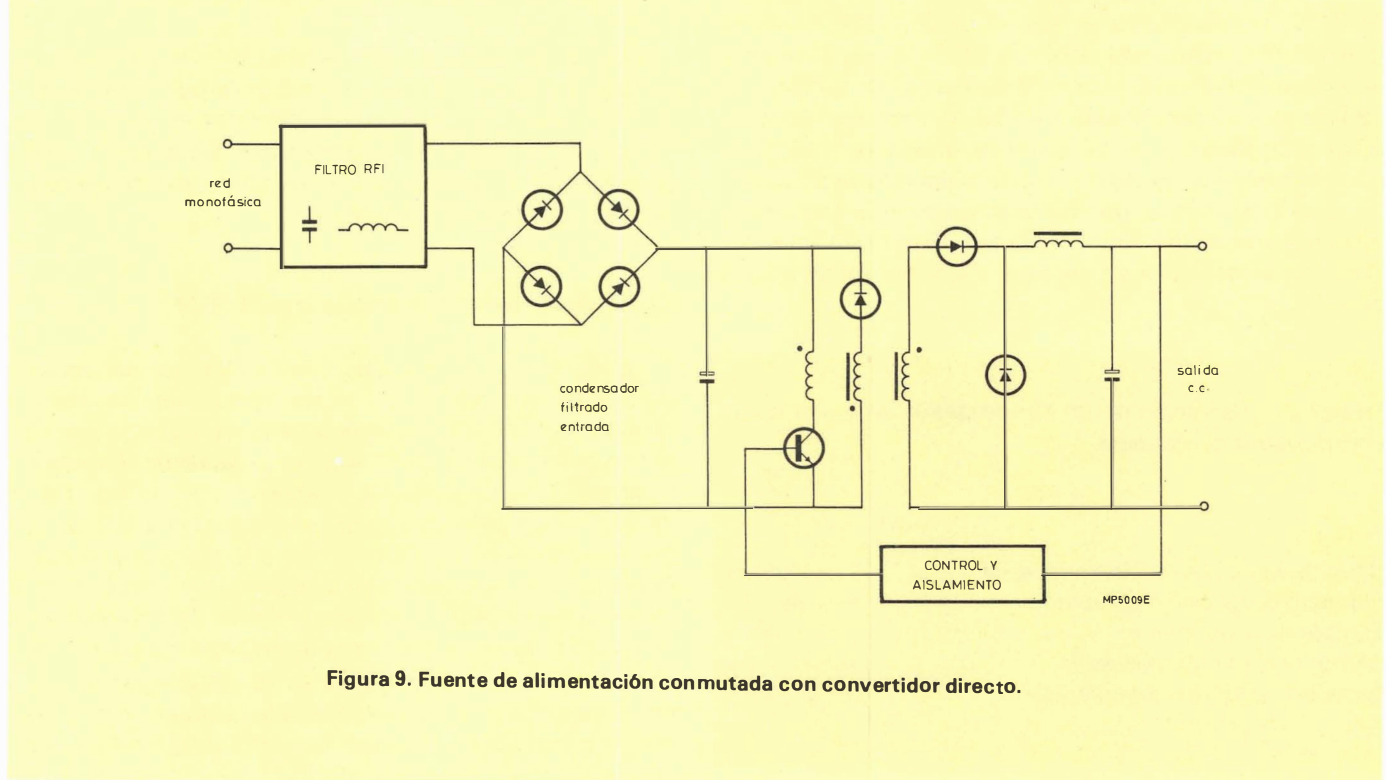



**Figura 9. Fuente de alimentación conmutada con convertidor directo.**

trifásica. El circuito básico de una fuente de alimentación conmutada con convertidor directo se muestra en la figura 9.

La corriente de la red es rectificada y filtrada por el condensador que proporciona la corriente contínua para el conmutador de potencia de alta frecuencia. La relación conducción/bloqueo de este conmutador está bajo el control de un bucle de realimentación, que proporciona una salida de tensión constante dentro del márgen de corriente de carga deseado.

## ECUACIONES DE DISEÑO PARA LA CORRIENTE DE RIZADO.

Los valores nominales de la corriente de rizado necesaria en los filtros de entrada por condensador tanto en los controles de velocidad por modulación de anchura de impulsos como en las fuentes conmutadas, pueden ser analizados por medio del circuito equivalente que se muestra en la figura 10. En ella, según las leyes de Kirchoff:

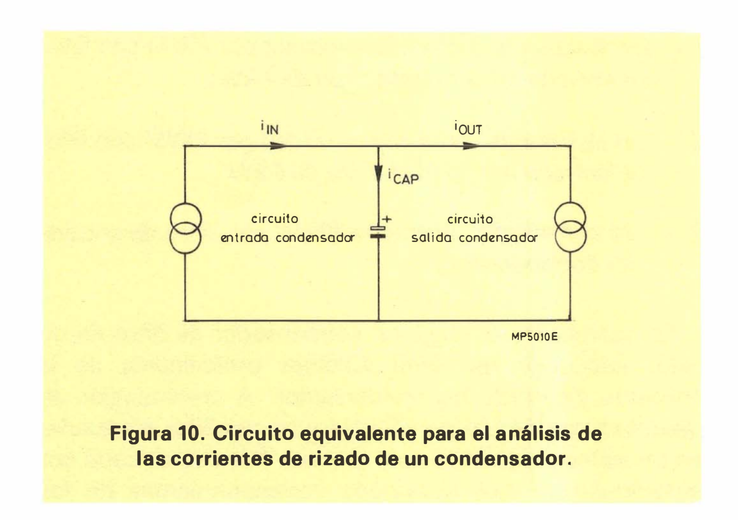



**Figura 10. Circuito equivalente para el análisis de las corrientes de rizado de un condensador.**

$$i_{CAP} = i_{IN} - i_{OUT} \qquad (5)$$

donde $i_{CAP}$ es la corriente instantánea en el condensador; $i_{IN}$ es la corriente instantánea en el circuito de entrada al condensador, e $i_{OUT}$ es la corriente instantánea en el circuito de salida al condensador. Si las componentes alternas de estas corrientes son llamadas $i_{cap}$, $i_{in}$, $i_{out}$ respectivamente, se demuestra que:

$$\overline{i^2_{cap}} = \overline{i^2_{in}} + \overline{i^2_{out}}, \qquad (6)$$

donde $\overline{i^2_{cap}}$ es la media cuadrática de $i_{cap}$, $\overline{i^2_{in}}$ e $\overline{i^2_{out}}$ se definen de forma similar. La raiz cuadrada de $\overline{i^2_{cap}}$ es el valor eficaz de la corriente de rizado en el condensador, de forma que si $\overline{i^2_{in}}$ e $\overline{i^2_{out}}$ son conocidas en un determinado circuito, se puede conocer la corriente de rizado en el condensador por medio de la ecuación (6).

## Cálculo de $\overline{i^2_{in}}$

Las expresiones de $\overline{i^2_{in}}$ que se dan son para filtros de entrada por autoinducción en rectificadores trifásicos de onda completa (controles de velocidad por PWM), y filtros de entrada por condensador en rectificadores monofásicos y trifásicos (controles de velocidad por PWM y fuentes de alimentación conmutada).

*Filtros de entrada por autoinducción*

Los filtros de entrada por autoinducción se utilizan con potencias superiores a unos 4 kW. Con un filtro de entrada por autoinducción, se puede utilizar un condensador más pequeño, lo que da como resultado un filtro de más bajo costo a estos niveles de potencia. El filtro de entrada por autoinducción tiene la ventaja adicional de que los diodos conducen continuamente, lo que reduce sus necesidades de corriente directa de pico en los diodos rectificadores. La conducción contínua de los diodos en un rectificador trifásico de onda completa exige una autoinducción de un valor más elevado que el definido por:

$$L_{crit} = \frac{V_{dc}}{110{,}6 \times I_{dc} \times f_{IN}} \qquad (7)$$

donde $V_{dc}$ es la tensión c.c. media de alimentación, $I_{dc}$ la corriente contínua media y $f_{IN}$ es la frecuencia de rizado de la tensión rectificada. El valor de $\overline{i^2_{in}}$, con una autoinducción L superior a $L_{crit}$, es igual a:

$$\overline{i^2_{in}} = \frac{V^2_{dc} \times 42 \times 10^{-6}}{f^2_{IN} \times L^2} \qquad (8)$$

*Filtros de entrada por condensador*

Con potencias inferiores a 4 kW, el filtro de entrada por condensador es una opción más atractiva que el correspondiente de entrada por autoinducción. El coste es inferior y la impedancia (vista desde el lado del convertidor) es más baja, con lo que mejora la estabilidad de la carga inversor/motor en los sistemas de control de motores por PWM.

Tanto con rectificadores monofásicos como trifásicos de onda completa con impulsos de corriente uniformes en el condensador:

$$\overline{i^2_{in}} = \left(\frac{\pi^2}{8\delta_{IN}} - 1\right) I^2_{dc}, \qquad (9)$$

donde $\delta_{IN}$ es el ciclo de trabajo de la forma de onda de entrada al condensador; el valor de $\delta_{IN}$ se puede calcular por medio de:

$$\delta_{IN} = \frac{\alpha_{IN}}{D} \qquad (10)$$

donde $\alpha_{IN}$ es el periodo de conducción del diodo, y D su periodo de conducción máximo. En rectificadores monofásicos de onda completa D = 10 ms, y en los trifásicos de onda completa D = 3,3 ms.

Si los impulsos de corriente de la forma de onda de entrada no son idénticos, entonces:

$$\overline{i^2_{in}} = \frac{1}{2mD} \left(\sum_{k=1}^{m} I^2_{INP(k)} \times \alpha_{IN(k)}\right) - I^2_{dc}, \qquad (11)$$

donde m es el número de impulsos de corriente de amplitud diferente (m = 2 en rectificadores monofásicos de onda completa y m= 3 en rectificadores trifásicos de onda completa), $I_{INP(k)}$ es el valor de pico del $K^{abo}$ impulso de corriente de entrada y $\alpha_{IN(k)}$ es el periodo de conducción del $K^{abo}$ impulso de corriente.

## Cálculo de $\overline{i^2}_{out}$

Las expresiones de $\overline{i^2}_{out}$ que se dan son para los sistemas de control de velocidad de motores por PWM con el HEF4752V, y para convertidores directos, indirectos y simétricos para fuentes de alimentación conmutadas.

*Control de velocidad de motores de c.a.*

El valor de $\overline{i^2}_{out}$ en el control de velocidad de motores de c.a. depende de la frecuencia de conmutación del inversor elegida, de la constante de tiempo del «efecto de filtro» del motor utilizado, de las condiciones de la carga, y del valor máximo de $\overline{i^2}_{out}$ que se da cuando la carga es máxima. En los sistemas de control que utilizan el método PWM con el HEF4752V, una alimentación normal a 380V y los motores correspondientes, la siguiente fórmula empírica da una buena aproximación de $\overline{i^2}_{out}$

$$\overline{i^2}_{out} = 0{,}25 \times \overline{I^2}_{dc} \quad (12)$$

*Fuentes conmutadas*

En un convertidor indirecto convencional con devanado bifilar para proteger al transistor de potencia contra sobretensiones, el valor de $\overline{i^2}_{out}$ es igual a:

$$\overline{i^2}_{out} = \left(\frac{4}{3\delta_{OUT}} - 1\right) I^2_{dc}, \quad (13)$$

en donde $\delta_{out}$ es el ciclo de trabajo de la forma de onda de salida del condensador, y está comprendido entre 0 y 0,5.

En el convertidor directo con devanado bifilar para recuperar la energía de magnetización y proteger al transistor, el valor de $\overline{i^2}_{out}$ es igual a:

$$i^2_{out} = \left(\frac{1}{\delta_{OUT}} - 1\right) I^2_{dc}. \quad (14)$$

En el convertidor simétrico el valor de $i^2_{out}$ es igual a:

$$i^2_{out} = \left(\frac{1}{2\delta_T} - 1\right) I^2_{dc}, \quad (15)$$

donde $\delta_T$ es el ciclo de trabajo de la forma de onda de excitación de cualquiera de los dos transistores y está comprendido entre 0 y 0,5.

## MEDIDA DE LA CORRIENTE DE RIZADO

Para verificar las anteriores ecuaciones de diseño, se han efectuado medidas de corriente de rizado en tres sistemas de potencia representativos y los resultados han sido comparados con los valores predichos teóricamente. Estos tres sistemas fueron:

1.— Un sistema de control de velocidad por PWM con filtro de entrada por autoinducción de 4 kW.

2.— Un sistema de control de velocidad por PWM con filtro de entrada por condensador de 4 kW.

3.— Un convertidor directo de 300 W con filtro de entrada por condensador.

En cada caso, se eligió un condensador de filtro de un valor adecuado mediante medidas preliminares de la corriente de rizado del condensador. A continuación se describen con detalle los cálculos y las medidas efectuadas en un sistema de PWM de 4 kW con filtro de entrada por autoinducción. Los resultados correspondientes de los otros dos casos se resumen en una tabla.

### Sistema de control por PWM de 4 kW con filtro de entrada por autoinducción.

La figura 11 muestra el circuito de prueba. Los valores eficaces de las tres corrientes de rizado fueron medidos utilizando una punta de prueba de corriente alterna cuya calibración fue comprobada con un amperímetro térmico conectado en serie con el condensador. Los resistores $R_1$ y $R_2$ aseguran que la tensión aplicada a los dos condensadores sea la mitad de la total. Se efectuaron medidas en condi-

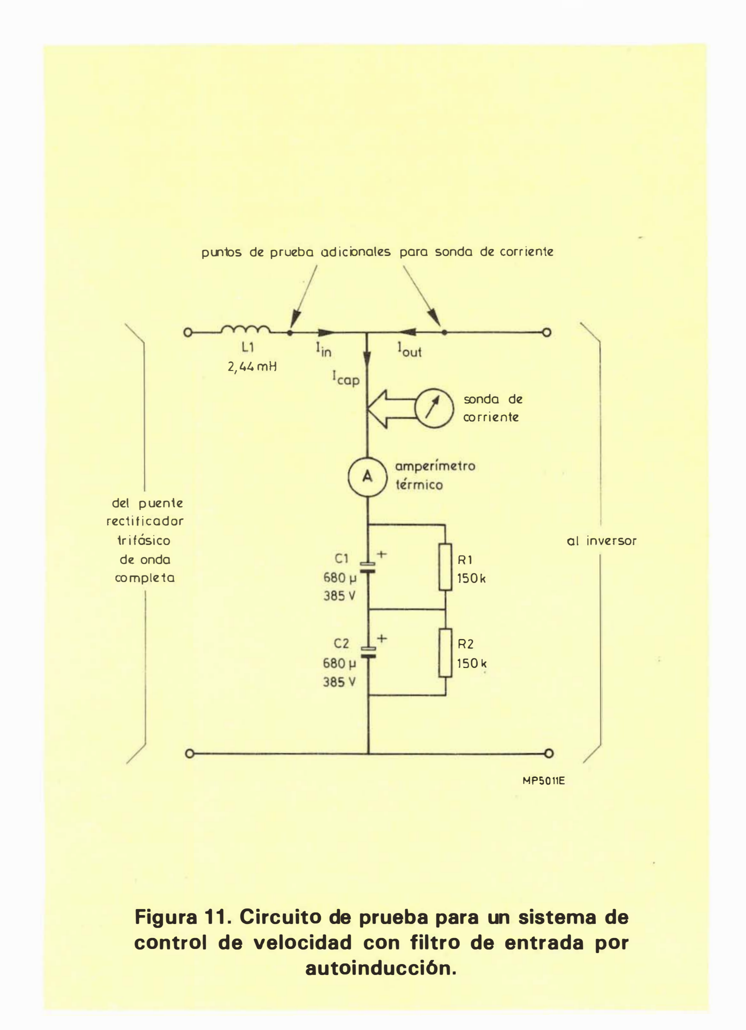



**Figura 11. Circuito de prueba para un sistema de control de velocidad con filtro de entrada por autoinducción.**

ciones de plena carga de 4 kW que corresponde a la corriente de rizado máxima en el condensador. Con una alimentación trifásica de onda completa $f_{IN}$ es de 300 Hz, el valor de $V_{dc}$ medido fue de 538 V y el valor correspondiente de $I_{dc}$ fue de 10 A. Se utilizó un valor de autoinducción ligeramente mayor al crítico, con lo que se asegura un flujo de corriente contínua en el rectificador. En los siguientes cálculos, los valores eficaces de las componentes alternas de rizado se designan por $I_{in}$, $I_{out}$ y $I_{cap}$

### $I_{in}$

Según la ecuación (8):

$$\overline{i^2}_{in} = \frac{538^2 \times 42 \times 10^{-6}}{300^2 \times (2,44 \times 10^{-3})^2} = 22,69\ A^2,$$

ó

$$I_{in} = 4,76\ A.$$

valor comparable con el medido de 4,8 A.

### $I_{out}$

Según la ecuación 12

$$i^2_{out} = 0,25 \times 10^2,$$
$$= 25\ A^2,$$

o

$$I_{out} = 5,00\ A.$$

Valor comparable con el medido de 4,9 A.

### $I_{cap}$

Según la ecuación 6:

$$\overline{i^2}_{cap} = 22,69 + 25,$$
$$= 47,69\ A^2,$$

ó

$$I_{cap} = 6,91\ A.$$

Valor comparable con el medido de 6,8 A.

*Selección del condensador utilizando las corrientes de rizado calculadas.*

Según los cálculos anteriores está claro que las ecuaciones de diseño de la corriente de rizado en un sistema de control de velocidad PWM con filtro de entrada por autoinducción, dan unos valores muy cercanos a los medidos. Se puede efectuar, por lo tanto, una adecuada selección del condensador necesario para el sistema de control de velocidad por PWM, tomando como única base las corrientes de rizado calculadas. A continuación se describe el proceso de selección.

Con la red trifásica rectificada en onda completa, la frecuencia del rizado de la corriente de entrada es de 300 Hz, y en un sistema de control de velocidad por PWM este valor es también típico en el rizado de la corriente de rizado de salida, ya que la potencia máxima coincide normalmente con una frecuencia de salida del inversor de 50 Hz. Según la tabla 4 el factor de multiplicación para 300 Hz es de 1,125 de tal forma que, aplicando la ecuación 3, las corrientes de entrada y salida de rizado son equivalentes a una corriente de rizado de 100 Hz expresada por:

$$I_r = \sqrt{\left(\frac{22,69}{1,125^2} + \frac{25}{1,125^2}\right)} = 6,1\ A.$$

suponiendo una temperatura ambiente máxima de 60° C y una esperanza de vida necesaria de 40.000 h, según la ecuación 4:

$$I_R = 6,1 \sqrt{\left(\frac{10}{75-60}\right)} = 5\ A.$$

Según la tabla 2, el tipo de 1000 $\mu$F ($I_R = 7$ A) es por lo tanto necesario.

Como los valores nominales de la corriente de rizado del condensador seleccionado exceden el valor necesario para las condiciones de funcionamiento supuestas, se pueden claramente tolerar que estas sean menos rígidas. Si la esperanza de vida necesaria está fijada en 40.000 h, entonces la temperatura ambiente máxima se puede obtener despejando T de la ecuación 4:

$$T = 75 - 10 \left(\frac{5}{7}\right)^2,$$
$$T = 69,9^oC.$$

alternativamente, si la temperatura ambiente máxima está limitada a 60°C, la temperatura mínima del paquete (y por lo tanto la máxima duración probable) se puede obtener despejando $\theta$ de la ecuación 4:

$$\theta = 60 + 10 \left(\frac{5}{7}\right)^2$$
$$\theta = 65,1.$$

De esta forma se puede obtener una duración probable muy cercana a 80.000 h.

## Sistema de control de velocidad por PMW de 4 kW con filtro de entrada por condensador

La figura 12 muestra el circuito de prueba y en la tabla 5 se dan las medidas y cálculos más significativos. El valor calculado de $I_{in}$ fue obtenido de la ecuación 11 y el de $I_{out}$ de la ecuación 12. Los valores de pico de los impulsos de corriente de entrada y los periodos de conducción de los diodos fueron obtenidos de la figura 14.

## Fuente de alimentación conmutada con convertidor directo de 300 W con filtro de entrada por condensador.

La figura 13 muestra el circuito de prueba y en la tabla 5 figuran los cálculos y medidas más importantes. El valor de $I_{in}$ fue calculado con la ecuación 9, con el valor de $\delta_{IN}$ obtenido de la figura 15. La ecuación 14 se utilizó para calcular $I_{out}$ y el ciclo de trabajo de la forma de onda de salida del condensador $\delta_{OUT}$ se obtuvo de la figura 16.

puntos de prueba adicionales para sonda de corriente
$I_{in}$ $I_{out}$ $I_{cap}$
sonda de corriente
A amperímetro térmico
del puente rectificador trifásico de onda completa
al inversor
C1 2200 µ 385 V
R1 47 k
C2 2200 µ 385 V
R2 47 k
MP5012E

**Figura 12. Circuito de prueba para un sistema de control de velocidad con filtro de entrada por condensador.**

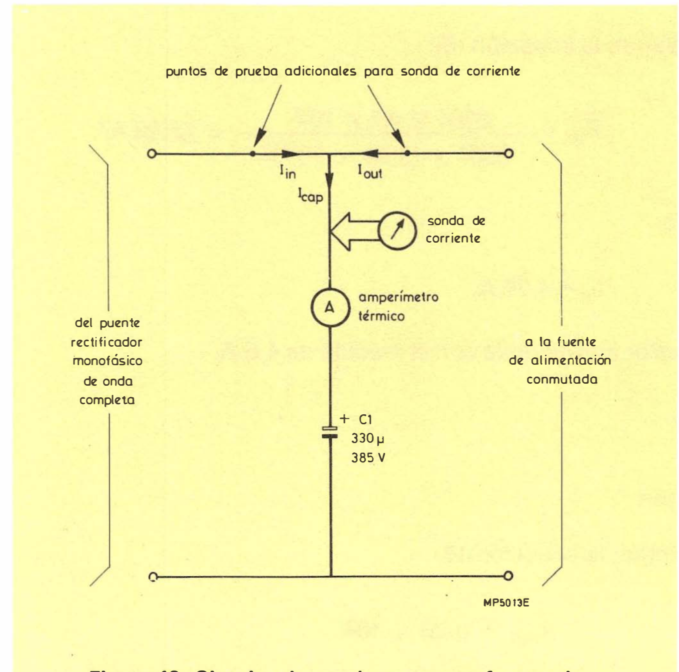



**Figura 13. Circuito de prueba para una fuente de alimentación conmutada con filtro de entrada por condensador.**

**Tabla 5.— Datos de los circuitos de la figura 12 y 13.**

| | Fig. 12 | | Fig. 13 | |
|---|---|---|---|---|
| Tensión contínua media de alimentación | 540 | V | 275 | V |
| Corriente contínua media de entrada | 10 | A | 1,34 | A |
| Valor eficaz medido de la componente alterna de la corriente de entrada al condensador | 12,3 | A | 2,4 | A |
| Valor eficaz calculado de la componente alterna de la corriente de entrada al condensador | 12,4 | A | 2,66 | A |
| Valor eficaz medido de la componente alterna de la corriente de salida del condensador | 4,9 | A | 2,1 | A |
| Valor eficaz calculado de la componente alterna de la corriente de salida del condensador | 5,0 | A | 2,05 | A |
| Corriente eficaz medida de la corriente de rizado | 13,2 | A | 3,2 | A |
| Corriente eficaz de rizado en el condensador | 13,13 | A | 3,36 | A |
| Frecuencia de la corriente de entrada al condensador | 300 | HZ | 100 | Hz |
| Frecuencia de la corriente de salida del condensador | 300 | Hz | 30 | kHz |

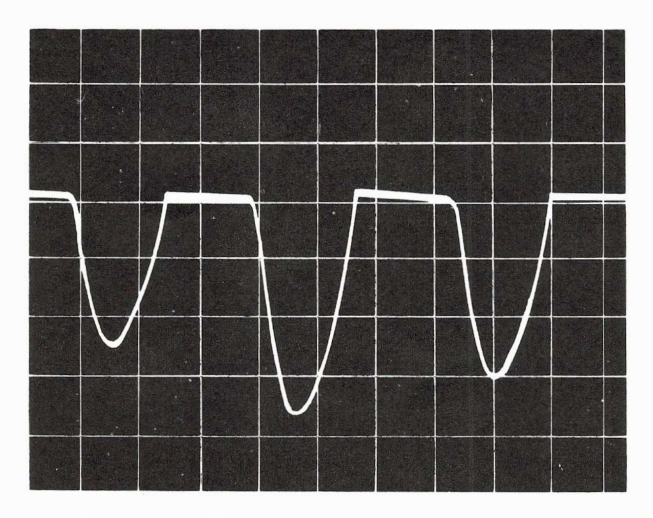


Figura 14. Forma de onda de la corriente de entrada al condensador (asimétrica) en un sistema de control de velocidad por PWM con filtro de entrada por condensador.

Escala horizontal: 1 ms/división.
Escala vertical: 10 A/división.

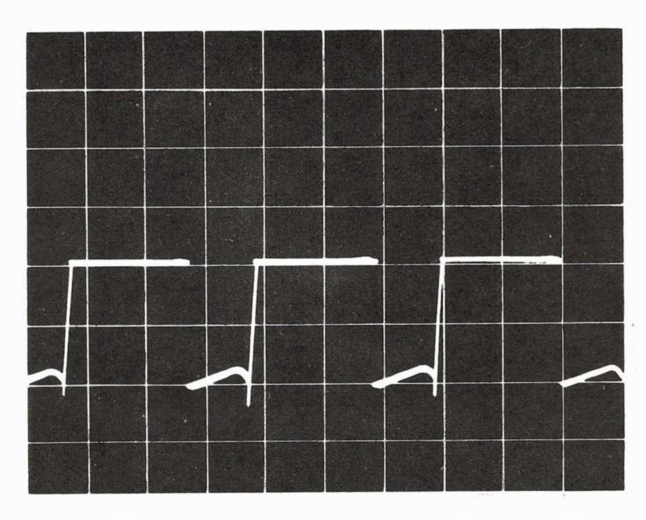


Figura 15. Forma de onda de la corriente de entrada al condensador (simétrica) en una fuente de alimentación conmutada de 300 W con convertidor directo.

Escala horizontal: 2 ms/división.
Escala vertical: 2 A/división.

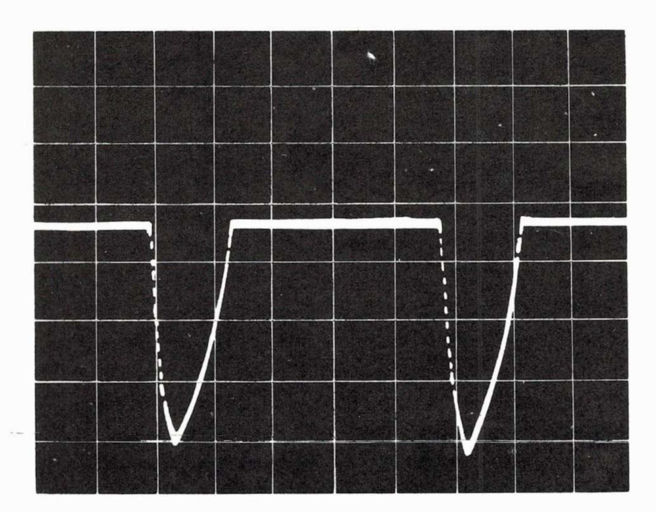
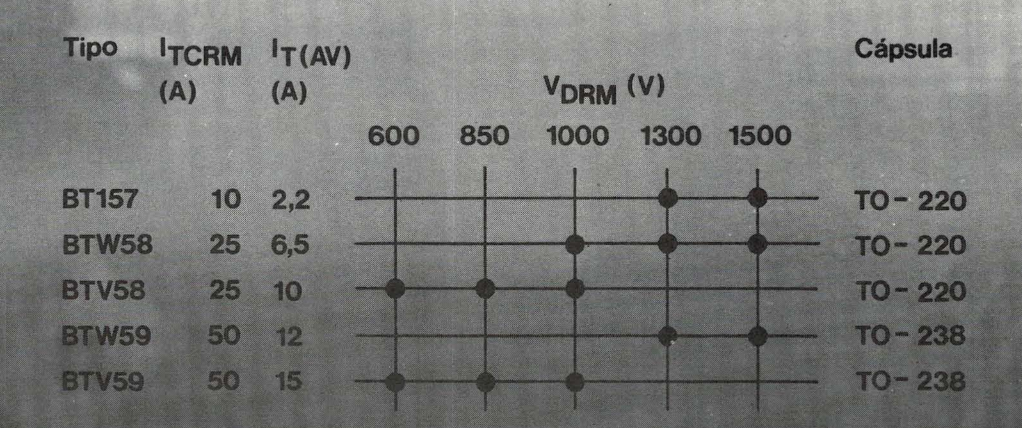


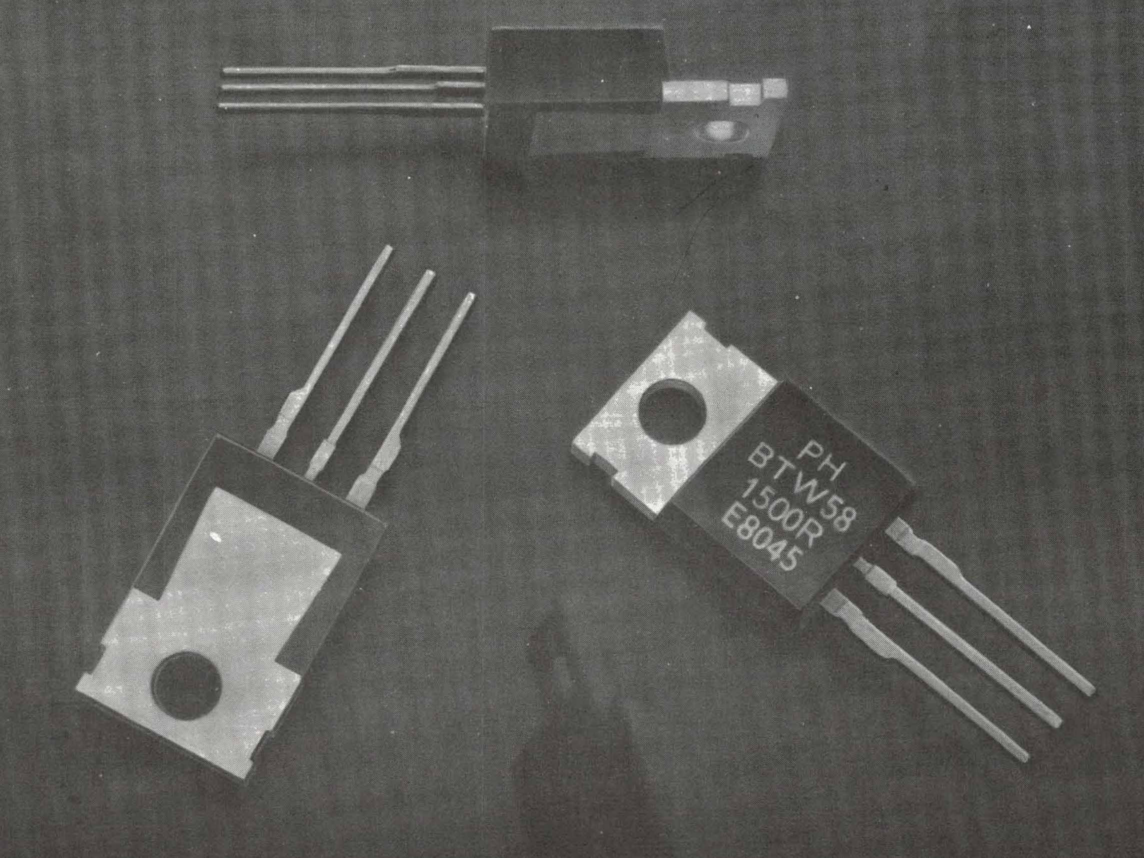
Figura 16. Corriente de colector de la etapa conmutadora de un convertidor directo de una fuente de alimentación conmutada de 300 W.
Escala horizontal: 10 $\mu$s/división.
Escala vertical: 2 A/división.

# GTO

## TIRISTOR RAPIDO BLOQUEABLE POR PUERTA



| Tipo | $I_{TCRM}$ (A) | $I_{T(AV)}$ (A) | $V_{DRM}$ (V) 600 | 850 | 1000 | 1300 | 1500 | Cápsula |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| BT157 | 10 | 2,2 | | | | ● | ● | TO-220 |
| BTW58 | 25 | 6,5 | | | ● | ● | ● | TO-220 |
| BTV58 | 25 | 10 | ● | ● | ● | | | TO-220 |
| BTW59 | 50 | 12 | | | | ● | ● | TO-238 |
| BTV59 | 50 | 15 | ● | ● | ● | | | TO-238 |



# Lógica programable

**Actualmente, los usuarios se encuentran con sistemas mucho más complejos y que a su vez son cada vez más pequeños, lo cual, evidentemente, conduce a una necesidad de integración de los sistemas. Sin embargo, muchos sistemas son muy específicos y no siempre se tienen soluciones utilizando circuitos LSI estándar.**

**Una alternativa importante, que es el objeto de este artículo, es el uso de circuitos integrados lógicos programables. Estos circuitos proporcionan una mayor flexibilidad de diseño del sistema.**

**Por otro lado, el número de partes de los sistemas electrónicos puede aumentar enormemente al ser más complejas las funciones que soportan. Este aumento de partes tiene muchos costes asociados que aumentan en paralelo. Para poder proporcionar al mercado productos terminados en plazos cortos y a costes efectivos, están disponibles dos métodos básicos.**

## PARTES ESTANDAR

El uso continuado de componentes TTL estándar tales como los Schottky de baja potencia combinado con microprocesadores tiene algunas ventajas evidentes: muchos de ellos están rápidamente disponibles para utilizarlos en el desarrollo de nuevos diseños, pero tienen importantes desventajas:

— La proliferación continuada de partes e interconexiones dan lugar a un aumento de los costes y a una disminución de la fiabilidad.
— Las placas de circuito impreso pasan a ser más grandes y más complicadas, lo que repercute en un mayor tiempo para obtener los productos terminados y aumenta los costes de la placa de circuito impreso.
— La competencia puede ver y copiar fácilmente los diseños de hardware.
— Las arquitecturas predeterminadas de los componentes individuales hacen que no se utilicen muchas de las funciones posibles.
— Puede ser difícil conseguir componentes conocidos.

## CIRCUITOS LSI «CUSTOM»

El segundo método corresponde a los circuitos «Semi-Custom» o «Full-Custom» realizados con tecnología de integración en gran escala (LSI).

Los circuitos LSI contienen de 100 a 1.000 puertas lógicas por chip. En contraste, los circuitos TTL estándar están considerados como circuitos de integración en pequeña o media escala (SSI) o (MSI) respectivamente y contienen típicamente menos de 100 puertas lógicas.

Está ampliamente probado que las reducciones del tamaño físico de los circuitos, junto con mayores escalas de integración que reducen las conexiones externas, repercuten en una

**TABLA 1**

| FULL CUSTOM | LOGICA PROGRAMABLE |
|---|---|
| — Elevado coste de desarrollo | — Bajo coste de desarrollo |
| — Gran tamaño | — Pequeño tamaño |
| — Largo ciclo de desarrollo | — Corto ciclo de desarrollo |
| — Diseño sencillo | — Flexibilidad |

**TABLA 2**

**TECNOLOGIAS**

| | |
|---|---|
| — ISL<br>— $I^2L$<br>— TTL-S<br>— ECL<br>— N-MOS<br>— C-MOS | TOTALMENTE EXPERIMENTADAS |

mayor fiabilidad del sistema, menos costo por puerta, mayor velocidad de señal y menores requisitos de potencia.

Mientras que el costo por puerta disminuye con una velocidad vertiginosa, estos ahorros quedan ensombrecidos por los ahorros mucho mayores en el costo del sistema total debido a:

- La gran reducción de las partes, con el consecuente ahorro en los procesos de diseño, inspección, ensamblado, encapsulado y prueba.
- Las reducciones de tamaño y costo de las placas de circuito impreso, que dan lugar a sistemas terminados más ligeros y más compactos. Se puede reducir tanto el número de placas como el número de capas por placa.
- Las fuentes de alimentación y los dispositivos de refrigeración que son más pequeños, más ligeros y de menor costo.
- Las reducciones en el tiempo de paro de equipos por fallos debido a que tienen menos partes y por tanto mayor fiabilidad.
- Operaciones de soporte más sencillas.

La realización del diseño de sistemas particulares en circuitos LSI tiene tres ventajas adicionales:

- Los circuitos LSI pueden diseñarse para completar los requisitos del software y del hardware. Por tanto, ahorra los costes de diseño.
- Los circuitos LSI son muy difíciles de descifrar, protegiendo así la confidencialidad de los diseños contra copias de la competencia.
- Las funciones de componentes hard-to-get pueden ser fácilmente integradas en circuitos LSI «custom», con lo que el usuario puede controlar directamente más partes.

## LOGICA PROGRAMABLE

La aplicación de dispositivos «semi-custom» es bien conocida y sólo es necesario resumir las ventajas de utilizar dispositivos lógicos programables (tabla 1).

### Tecnologías

las tecnologías empleadas para la lógica programable son todas bien conocidas y se resumen en la tabla 2.

### Principios de la lógica programable

La lógica programable disponible actualmente en el mercado se puede dividir en dos tipos:

- Lógica programable por el usuario (FPL)
- Lógica programable por máscara (MPL)

Los dispositivos de lógica programable por el usuario pueden ser programados por el propio usuario y por tanto proporcionar un elevado grado de flexibilidad. Sin embargo, la configuración es fija.

Los dispositivos de lógica programable por máscara están basados en una configuración de puerta estándar con la posibilidad de interconectar estas puertas según los deseos del usuario.

La complejidad de los dispositivos de lógica programable está normalmente en el margen de 20 a 2.000 puertas. Esto se ilustra en la figura 1 y en la tabla 3.

La decisión de utilizar FPL o MPL depende básicamente de dos factores: complejidad y volumen, (véase la tabla 4).

ALTO
COSTOS
BAJO
LOGICA
RAMs PROMs
LOGICA PROGRAMABLE POR EL USUARIO (FPL)
LOGICA PROGRAMABLE POR MASCARA (MPL)
SISTEMAS DE MICROORDENADOR
BAJO
COMPLEJIDAD
ALTO
MP3201E

**Figura 1**

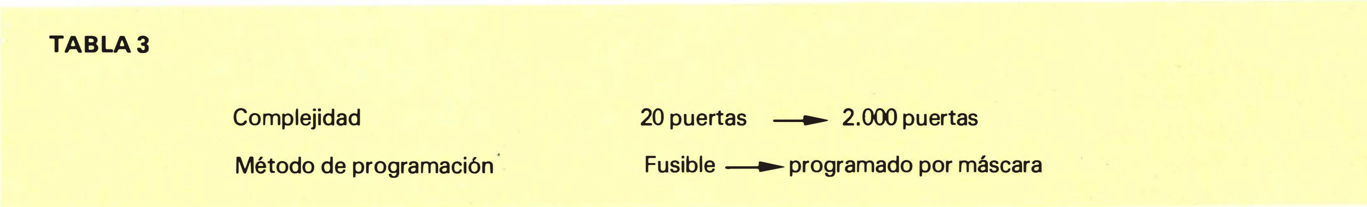


**TABLA 3**

| | |
|---|---|
| Complejidad | 20 puertas ⟶ 2.000 puertas |
| Método de programación | Fusible ⟶ programado por máscara |

**TABLA 4**

| | Baja Complejidad | Alta Complejidad |
|---|---|---|
| **Pequeño tamaño** | — Lógica programable por el usuario | — Lógica programable por el usuario<br>— Matriz de puertas |
| **Tamaño medio** | — Matriz de puertas<br>— Lógica programable por el usuario | — Matriz de puertas |

**TABLA 5**

| F.P.L. | M.P.L. |
|---|---|
| — Programable por el usuario | — Programable por máscara |
| — No quiere entrada | — Necesita entrada del usuario |
| — Configuración fija | — Configuración flexible |
| — Sin desarrollo FEE | — Desarrollo FEE |

En esta elección también hay que considerar las capacidades de los dispositivos (tabla 5).

## RED DE PUERTAS LOGICAS 8A1200

Mientras que el concepto de red de puertas lógicas no es nuevo, los primeros diseños utilizaban tecnología $I^2L$ y MOS, las cuales proporcionan una elevada densidad de puertas y un bajo consumo pero pueden trabajar solamente a velocidades moderadas o bajas.

Ahora, la velocidad TTL Schottky de baja potencia y la inherentemente elevada densidad de encapsulado de la tecnología $I^2L$ se han combinado en una nueva tecnología llamada Lógica Schottky Integrada (ISL) utilizada en la red 8A1200.

Diseñada para aplicaciones «semi-custom» la red comprende 1.144 puertas ISL, 52 amplificadores Schottky de elevada cargabilidad de salida (fan-out) y 36 células de E/S. Cada célula de E/S puede ser programada como entrada, salida o emisor-receptor bidireccional. Están disponibles once configuraciones de célula de E/S.

Para diseñar con la red ISL, hay que desarrollar lógicas equivalentes de puertas ISL. Por ejemplo, una puerta NOR de dos entradas es implementada por tres puertas ISL. Sin embargo, más significativa es la correspondencia biunívoca entre un diagrama lógico NAND y un esquemático ISL.

En una misma red se pueden construir diversos circuitos tales como registros de desplazamiento, biestables y contadores, así como puertas lógicas. El 8A1200 puede reemplazar hasta 50 encapsulados lógicos en un sistema típico.

La red de puertas 8A1200 es un medio más sencillo, más rápido y menos caro de producir un circuito lógico LSI «Custom» comparado con las técnicas «custom» convencionales.

## INTRODUCCION A LA TECNOLOGIA ISL

Cada puerta tiene dos transistores: un NPN descendente ($Q_1$) que es fijado mediante un PNP vertical parásito ($Q_2$), véase la figura 2. El PNP parásito está enriquecido sin aumentar el dispositivo NPN. Esto se hace de dos formas:

— Para el dispositivo NPN se aplica una capa enterrada más corta que la usual, proporcionando una mayor área de PNP vertical;

— Se añade una difusión de anillo P superficial que solapa la difusión de aislamiento alrededor de la base del transistor NPN para crear un transistor PNP lateral ($Q_3$) que de hecho está en paralelo con el vertical.

Así, el transistor PNP por $Q_2$ y $Q_3$ es una parte entera de la estructura de puerta ISL, que produce una geometría de puerta de tamaño mínimo.

Aunque la configuración normal de $Q_1$ sitúa un transistor PNP parásito exactamente donde se necesita, éste crea un problema.

La tecnología ISL al igual que la $I^2L$ requiere una fuente de corriente. Esta es una resistencia fabricada como un transistor PNP y conectada entre $V_{BB}$ y la base de $Q_1$. Con $Q_1$, en configuración descendente normal (opuesta al NPN invertido del $I^2L$), la fuente de corriente no puede estar incluida en el dispositivo NPN. Por lo tanto, la resistencia debe ocupar su propia isla en el chip. Esto es debido a que un circuito ISL ocupa un área ligeramente mayor que un $I^2L$.

Una puerta ISL tiene una entrada y múltiples salidas. Las salidas de la puerta están formadas por una metalización Schottky sobre la difusión de colector de $Q_1$. Cada diodo Schottky forma una salida independiente. La entrada de puerta es una conexión con la base de $Q_1$.

### Puertas

Cada puerta ocupa aproximadamente 0,008 $mm^2$. El producto velocidad-potencia por puerta es típicamente igual a 0,9 pJ, y el tiempo medio de programación de puerta es 3,5 ns (típico). El consumo de potencia es 250$\mu$W con una corriente de polarización de 150$\mu$A.

La figura 4 muestra el esquema de una puerta ISL, y la figura 5 el símbolo simplificado utilizado en posteriores esquemas. Las funciones de puerta ISL como un inversor lógico, tienen una entrada y cuatro salidas. Estas cuatro salidas (realmente se tienen cinco de las que sólo se utilizan cuatro) pueden excitar cada una una carga. Así, cada puerta tiene esencialmente una cargabilidad de salida de cuatro.

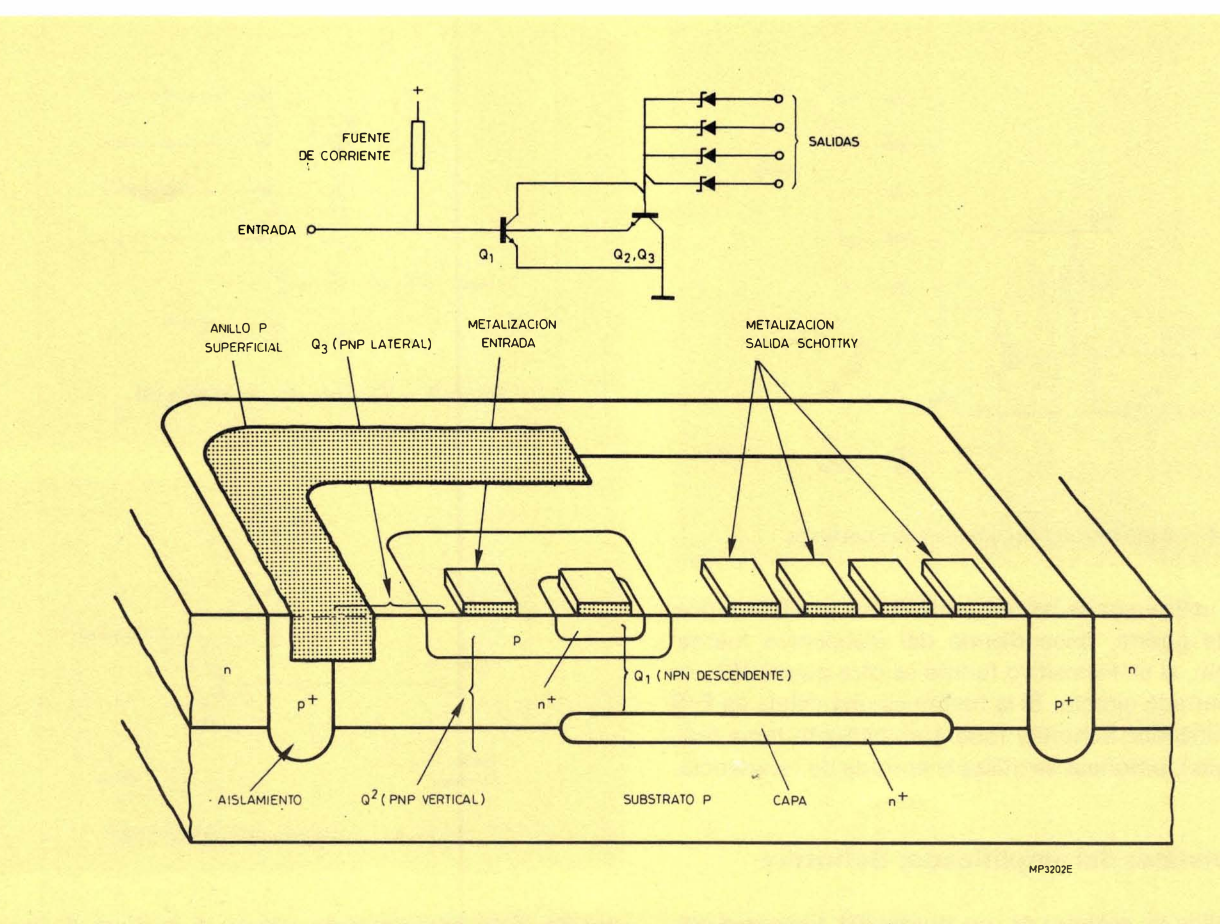



**Figura 2.— Esquema del circuito y estructura de puerta ISL**

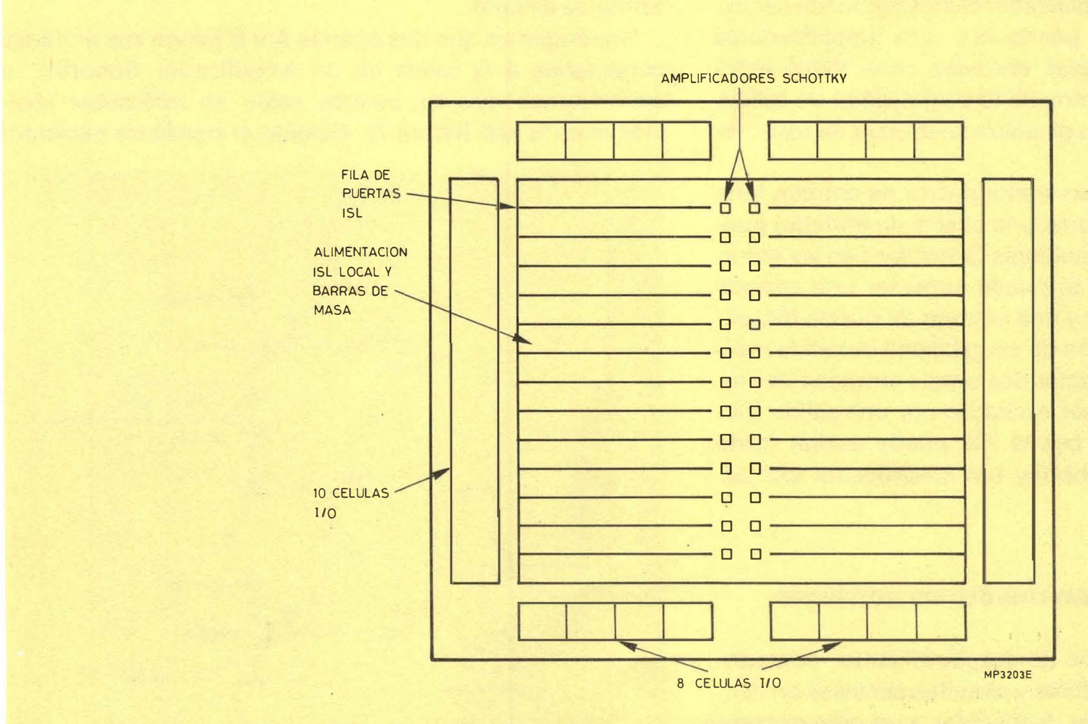



**Figura 3.— Circuito ISL de la red 8A1200**

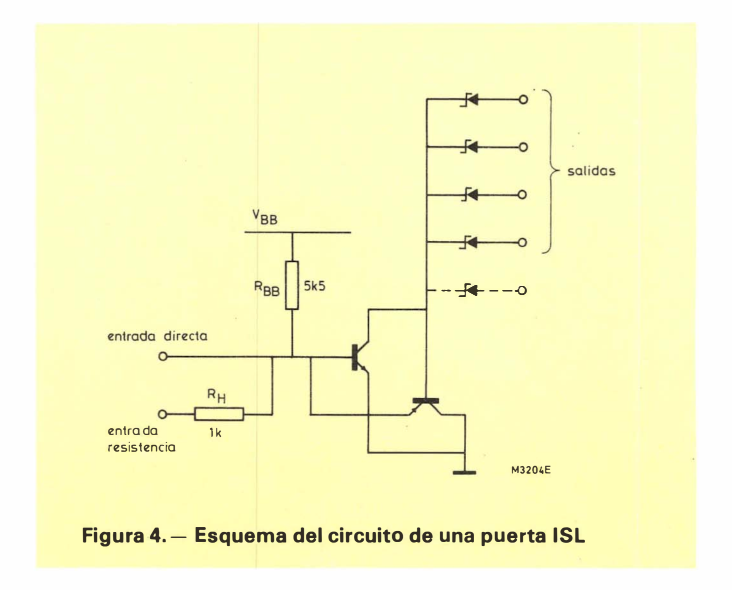


**Figura 4.— Esquema del circuito de una puerta ISL**

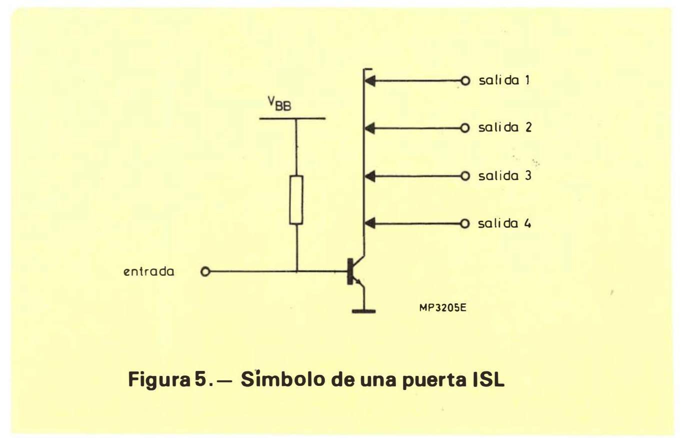


**Figura 5.— Símbolo de una puerta ISL**

Sólo se utiliza una de las dos conexiones posibles a una entrada de puerta, dependiendo del dispositivo fuente. Por ejemplo, si el dispositivo fuente es otra puerta ISL, se utiliza la entrada directa. Si la fuente es una célula de E/S o un amplificador Schottky (que normalmente tiene múltiples cargas), entonces se utiliza la entrada de resistencia.

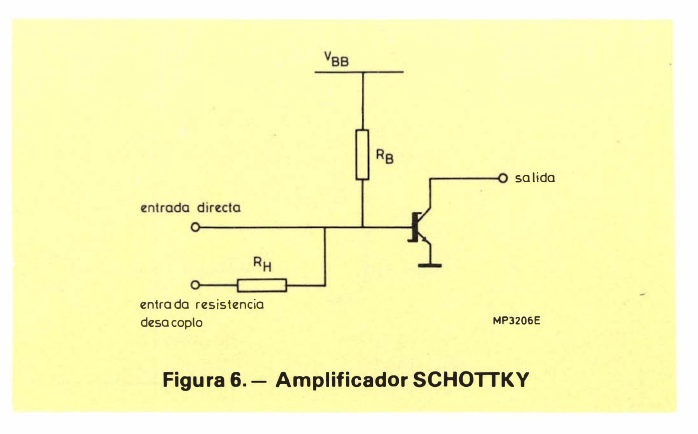


**Figura 6.— Amplificador SCHOTTKY**

## Características del amplificador Schottky

Cada salida de colector de una puerta ISL tiene una cargabilidad de salida igual a uno. Para proporcionar mayor cargabilidad de salida se utilizan amplificadores Schottky.

El amplificador Schottky (figura 6) tiene una salida de colector abierta que puede excitar hasta 10 puertas ISL. La entrada directa del amplificador Schottky puede ser excitada por una salida de puerta ISL. Los amplificadores Schottky tienen sus propias entradas conectadas entre sí para posteriores aumentos de la cargabilidad de salida. Por lo que en este caso no se utiliza la entrada de resistencia.

Un amplificador Schottky o una puerta de entrada (una célula E/S programada como una puerta de entrada) puede excitar hasta 10 amplificadores Schottky con las entradas interconectadas. No se puede conectar una entrada del amplificador Schottky y una entrada de puerta ISL para formar una configuración de cargabilidad de salida mezclada. No se pueden conectar dos o más entradas de amplificador Schottky para ser excitadas por una salida ISL. Sin emabrgo, una única puerta ISL puede excitar hasta cuatro amplificadores Schottky (un amplificador por colector).

## Condiciones de mantenimiento de corriente

Al implementar registros de desplazamiento, contadores síncronos, decodificadores y circuitos similares en ISL, algunas señales pueden ser distribuidas a un gran número de puertas. Es más conveniente hacer esto conectando juntas las entradas de las puertas que necesitan una señal de este tipo y excitando después la línea común de una puerta. Esta aproximación reduce el número de puertas que son necesarias para lograr la cargabilidad requerida. Sin embargo, también puede producir una corriente de mantenimiento. En el ejemplo que se da a continuación se ilustra la condición de corriente de mantenimiento y la forma de evitarlo.

Supongamos que dos puertas A y B tienen sus entradas conectadas a la salida de un amplificador Schottky, y supongamos que las puertas están en diferentes posiciones en la red (figura 7). Cuando el transistor excitador

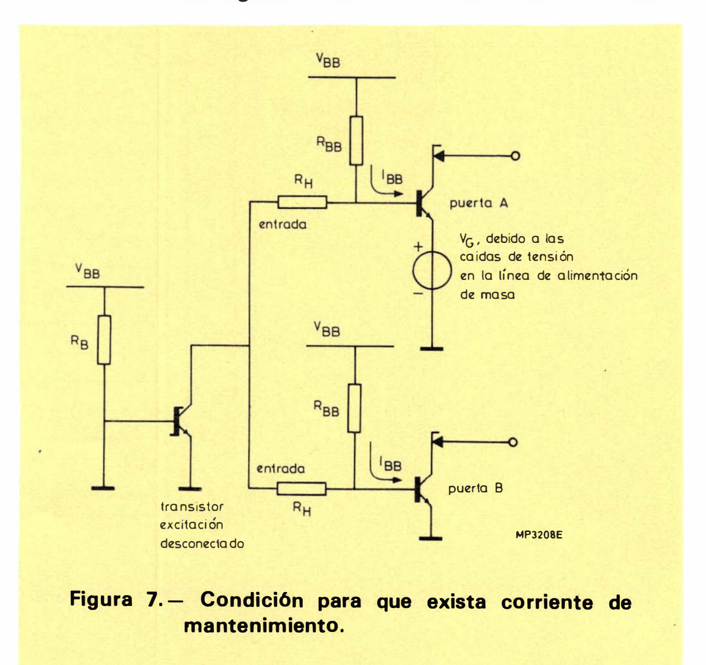


**Figura 7.— Condición para que exista corriente de mantenimiento.**

está bloqueado, la corriente entra en el modo común a través de las dos resistencias de polarización $R_{BB}$ de las puertas A y B. Idealmente, la corriente se divide entre las puertas y ambos transistores conducen. Sin embargo, las puertas A y B no están al mismo potencial de masa debido a las caidas de tensión en la línea de masa (las puertas están en diferentes partes de la red. Esta diferencia de potencial está representada por la fuente de tensión $V_G$. Sólo una diferencia en el potencial de masa de algunas decenas de milivoltios pueden hacer que una puerta mantenga la corriente de las dos fuentes de polarización, provocando el bloqueo del transistor de la otra puerta. Para evitar esto, se conectan los resistores de desacoplo $R_H$ en serie con cada entrada de puerta, como muestra la figura 8. Este desacopla las puertas y prácticamente no altera la distribución de la señal.

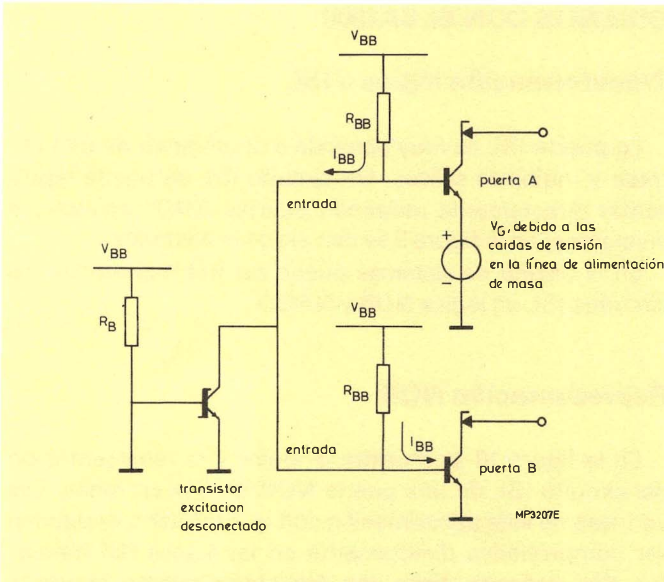



**Figura 8. — Uso de una resistencia de acoplamiento para excitar la corriente de mantenimiento.**

## Características de la célula de E/S

Todos los acoplamientos de señal con las patillas del encapsulado se hacen a través de células de E/S. Se puede programar cada célula como entrada, salida o emisor-receptor bidireccional. Existen cuatro puntos de conexión posibles a una célula E/S. Sólo es necesario especificar el tipo de célula requerido y la conexión a, o de la red. En la tabla 6 se resumen las opciones de célula.

Todas las células de E/S son compatibles con TTL. Básicamente no existen restricciones para la mezcla o el número y tipo de células de E/S.

**TABLA 6.— Opciones de célula EIS**

| Nemónico* | Función |
|---|---|
| AP | Amplificador de salida Schottky de baja potencia |
| OC | Amplificador de salida Schottky de baja potencia con salida de colector abierta |
| EOC | Amplificador de salida de colector abierta desinhinbida. Es un amplificador de salida de baja potencia con salida de colector abierta desinhibida desde la barra de desinhibición de tres estados. |
| TS | Salida Schottky de baja potencia de tres estados |
| EOCD | Célula de entrada con excitador de salida para excitar la desinhibición de tres estados de las células de salida de tres estados. |
| IOCD | Como EOCD, excepto que la entrada está diseñada para acoplamiento con las puertas ISL. Esta célula se utiliza internamente y no se conecta a ninguna patilla externa. |
| INB | Amplificador Schottky de baja potencia con transistor PNP de baja corriente |
| TTS | Emisor-receptor de colector abierto. Esta es una configuración back-back de un amplificador de entrada y una salida de tres entradas en una célula de E/S (INB + TS) |
| TOC | Emisor-receptor de colector abierto. Es una configuración back-to-back de un amplificador de entrada y un amplificador de salida de colector abierto desinhibido (INB + EOC) |
| IOD | Entrada con excitador de tres entradas. Es una configuración back-to-back de un amplificador de entrada y un excitador interno de tres estados (INB + IOCD). |

* Los nemónicos se utilizan para programar la red

## DISEÑOS CON EL 8A1200

### Transformación lógica a ISL

La puerta ISL es muy parecida a un inversor de una entrada y múltiples salidas. Un circuito ISL se puede representar directamente utilizando puertas AND cableadas e inversores; en la figura 9 se dan algunos ejemplos.

En el diseño de sistemas puede ser útil representar los circuitos ISL en lógica NOR y NAND.

### Representación NOR

En la figura 10 se muestra la lógica y la representación del circuito ISL de una puerta NOR de dos entradas. Las ventajas de esta aproximación son que las señales pueden ser comprobadas directamente en las bases del transistor. Sin embargo, tiene una desventaja mayor: la puerta NOR está físicamente dispersa sobre tres puertas ISL.

### Representación NAND

Existe una correspondencia biunívoca entre un diagrama lógico NAND y un circuito esquemático ISL. Las figuras 11 y 12 ilustran esto. Esta equivalencia física hace que los nombres de la señal permanezcan los mismos; las entradas del diagrama lógico NAND son entradas de las puertas ISL. De forma similar, las salidas de una representación son salidas del otro.

Una ventaja adicional es que la lógica NAND (la suma de productos) generalmente es de acuse de recibo para facilitar el uso de la lógica NOR (el producto de sumas).

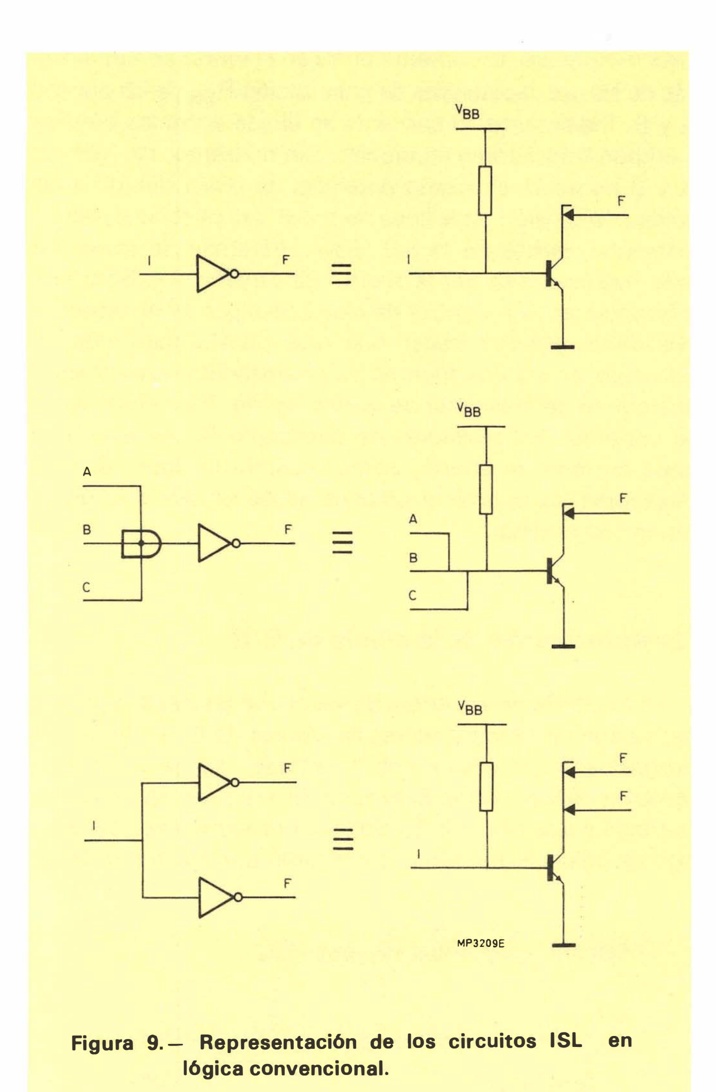



**Figura 9.— Representación de los circuitos ISL en lógica convencional.**

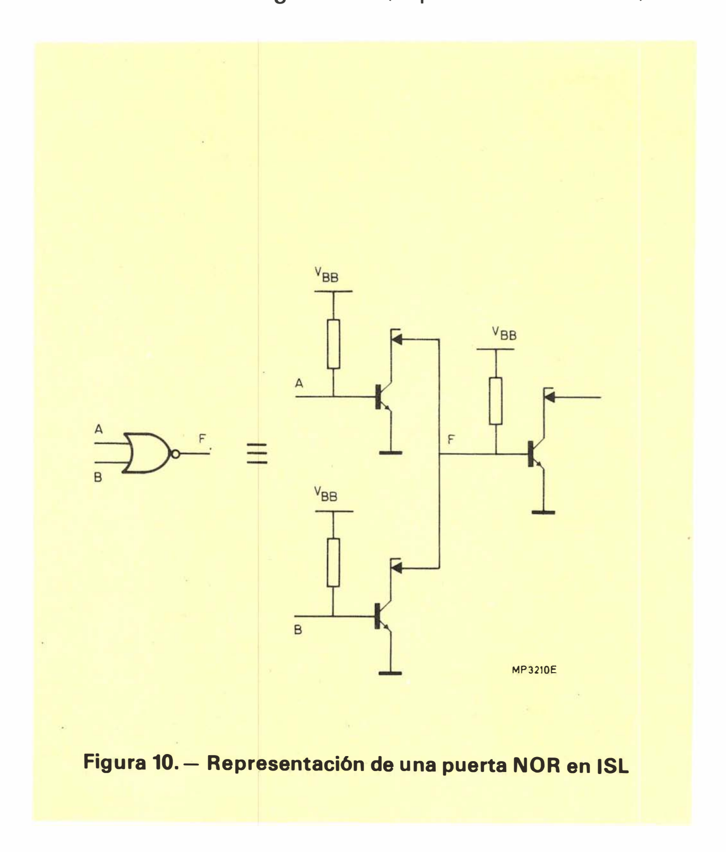



**Figura 10.— Representación de una puerta NOR en ISL**

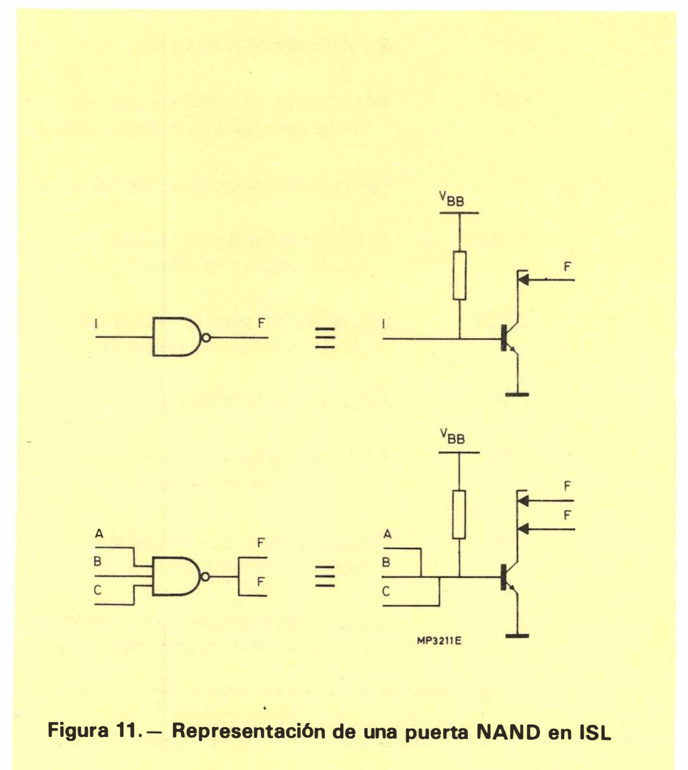



**Figura 11.— Representación de una puerta NAND en ISL**

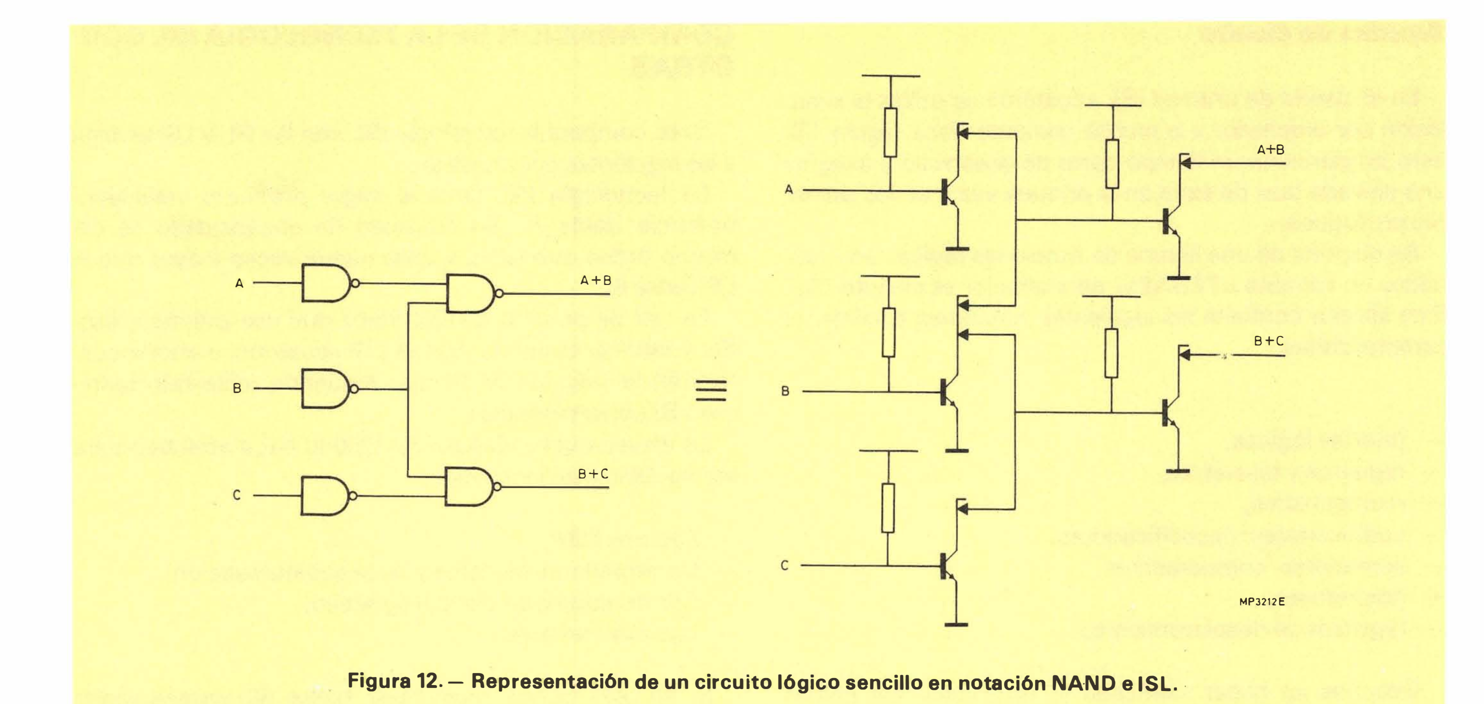



Figura 12. — Representación de un circuito lógico sencillo en notación NAND e ISL.

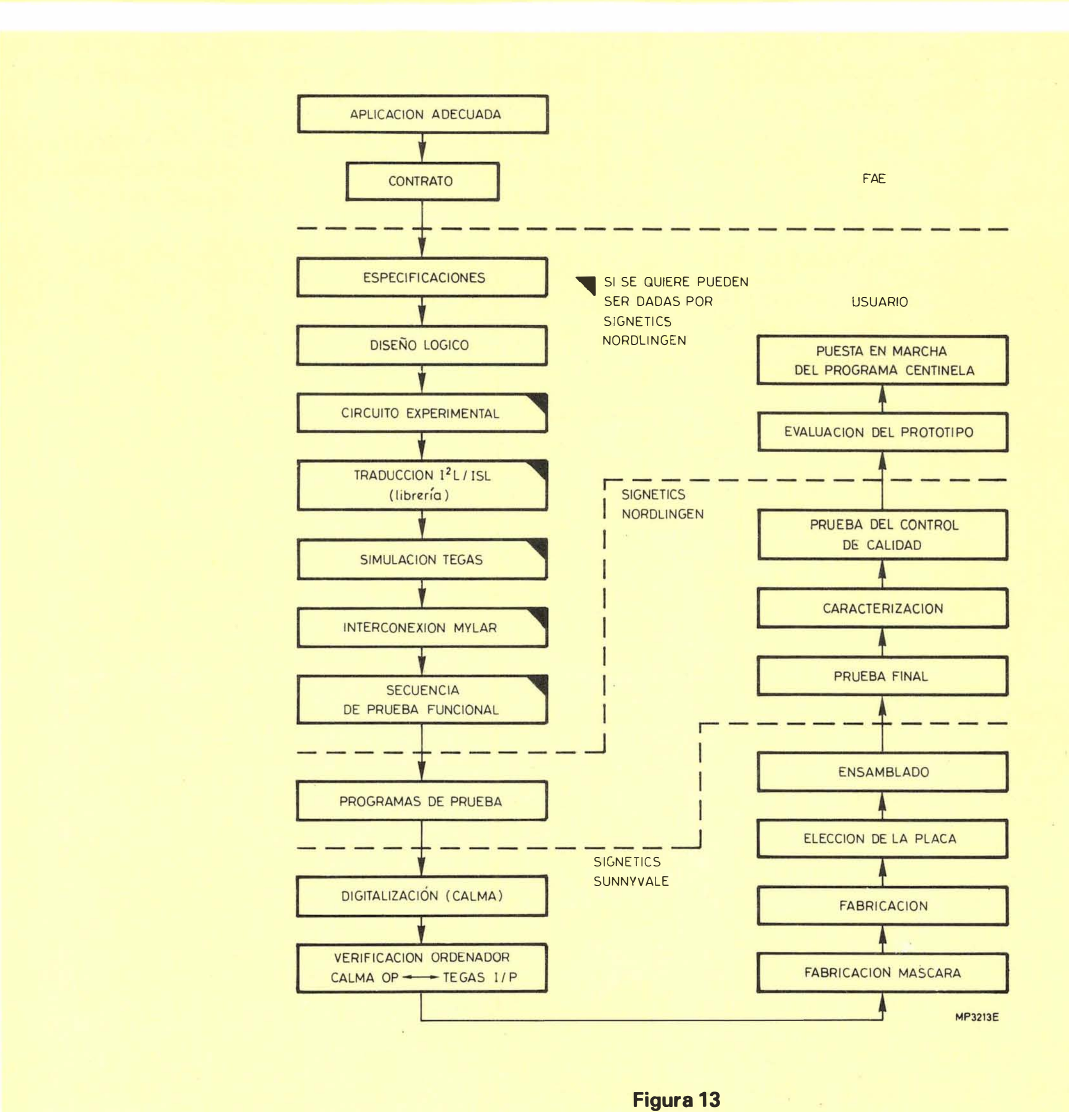



Figura 13

## Ayudas de diseño

En el diseño de una red ISL «custom» se utiliza la simulación por ordenador y la prueba computarizada (figura 13). Esto proporciona un tiempo corto de desarrollo y asegura una elevada tasa de éxito en la primera vez y en los primeros prototipos.

Se dispone de una librería de funciones lógicas en ordenador en formato «TEGAS», para simular el circuito ISL. Esta librería contiene las siguientes funciones totalmente caracterizadas:

— puertas lógicas,
— registros y biestables,
— multiplexores,
— codificadores/decodificadores,
— sumadores/comparadores,
— contadores,
— registros de desplazamiento,

Después de haber verificado la simulación del diseño lógico, se indican en una hoja Mylar las conexiones de puerta y del amplificador que se necesitarán en la red. La información de la hoja Mylar se digitaliza a continuación en el sistema de datos gráficos CALMA y la salida CALMA es comprobada con la simulación TEGAS antes de comenzar la fabricación de la red.

## COMPARACION DE LA TECNOLOGIA ISL CON OTRAS

Si se compara la tecnología ISL con las $I^2L$ y LS se llega a las siguientes conclusiones.

La tecnología ISL tiene el mejor producto velocidad-potencia (tabla 7). Su densidad de encapsulado es del mismo orden que la $I^2L$ y unas nueve veces mayor que la LS (tabla 8).

La red de puertas 8A1200 hace que sea práctico diseñar y fabricar circuitos lógicos LSI «custom» a menor coste y en la fracción de tiempo requerida utilizando técnicas LSI convencionales.

La elevada velocidad del 8A1200 lo hace atractivo para las siguientes aplicaciones:

— Equipos EDP,
— Controladores de datos y de telecomunicación.
— Controladores de disco magnético.
— Equipos militares.

El 8A1200 puede reemplazar hasta 50 encapsulados lógicos. En esta aplicación, el 8A1200 es más adecuado que otros tipos de redes lógicas programables (por ejemplo los FPLA) debido a su capacidad para implementar una mezcla de sub-sistemas, tales como puertas lógicas, en un circuito integrado.

Como medio para implementar una nueva arquitectura de sistema, el 8A1200 ofrece un grado de flexibilidad medainte microprocesadores de medio bit estándar.

**TABLA 7.— Comparación velocidad/potencia entre ISL, $I^2L$ y LS. Todos los valores son típicos**

| | ISL | $I^2L$ | LS | Unidades |
|---|---|---|---|---|
| Velocidad puerta | 3,5 | 15 | 9,5 | ns |
| Potencia | 250 | 250 | 2.000 | μW |
| Producto velocidad-potencia | 0,8 | 3,75 | 19,0 | p |

**TABLA 8.— Area ocupada (en $mm^2 \times 10^{-2}$) por algunas funciones lógicas implementadas en ISL, $I^2L$ y LS.**

| Función | ISL | $I^2L$ | LS |
|---|---|---|---|
| NAND | 1,16 | 0,71 | 9,23 |
| NOR | 1,87 | 1,42 | 25,81 |
| Biestable D | 5,81 | 4,26 | 47,42 |
| MUX 4 a 1 | 9,35 | 7,10 | 85,67 |

# Cristales líquidos

## CRISTALES LIQUIDOS

En el año 1970, Schadt-Helfrich descubrió que algunos líquidos, sometidos a un campo eléctrico, formaban cristales con propiedades polarizantes. Dos años después, el grupo químico Hoffman-La Roche comenzó a realizar la síntesis de nuevos medios líquidos apropiados para realizaciones prácticas, y menos de un año más tarde aparecieron en el mercado los primeros relojes digitales con visualización numérica por cristales líquidos (Liquid Display, LCD).

En un principio, los cristales líquidos (LCD) encontraron su campo de aplicación en el campo de los relojes, calculadoras de bolsillo y algunos aparatos de medida.

Actualmente, se observa un relentismo en el crecimiento del mercado de las calculadoras y de los relojes digitales. En este último caso se observa un retorno a los modelos analógicos de agujas equipados con circuitos electrónicos y un motor paso a paso miniatura. Por el contrario, el sector profesional ofrece perspectivas prometedoras para el mercado de los LCD, en particular gracias a los progresos tecnológicos realizados y al sensible aumento de las dimensiones de los caracteres.

## CRISTALES SOLIDOS

Algunas sustancias pueden encontrarse en una fase líquida y sólida a la vez, a lo que se llama fase mesomorfa o mesofase. En esta fase, las moléculas tienen una gran libertad de movimiento, como en los líquidos. Estas presentan también cierta ordenación parecida a la de las sustancias sólidas cristalinas. La mesofase de estos cristales sólidos es posible en un cierto margen de temperatura. El límite inferior de temperatura es el punto de fusíon, por debajo de la temperatura límite superior, las moléculas se mueven en completo desorden y la sustancia se comporta como un líquido normal.

Entre estas dos temperaturas, las moléculas tienen un sentido de orientación preferente.

Para las aplicaciones prácticas, las temperaturas límite de la mesofase deben estar lo más separadas posible y deben englobar en todos los casos la temperatura ambiente clásica (20°C); un margen de temperatura razonable es entre — 10 y 80°C.

Las sustancias que presentan las propiedades de los cristales líquidos se componen de largas moléculas en cadena que están polarizadas siguiendo una dirección preferente y que proporcionan a la sustan-

cia propiedades anisótropas (es decir la dirección depende de una característica específica, por ejemplo de la translucidez o del índice de refracción). Actualmente no existe prácticamente ninguna sustancia que ofrezca las características de un cristal líquido en todo el margen de temperaturas —10... + 80°C, aunque existen estudios en este sentido.

## PROPIEDADES ELECTRO-OPTICAS

Los visualizadores de cristal líquido son dispositivos electro-ópticos; son diferentes de los dispositivos opto-electrónicos tales como LEDs y fototransistores que dependen de las relaciones funcionales entre fotones y electrones. En estos últimos dispositivos una corriente electrónica es la que provoca un rayo luminoso e inversamente.

Por el contrario, en el caso de los dispositivos electro-ópticos, las propiedades ópticas del elemento son las que varian bajo la influencia de un campo eléctrico.

Por lo tanto, un elemento opto-electrónico, por ejemplo un LED, produce la luz y un elemento electro-óptico, como un LCD, depende de la luz incidente.

La figura 1 ilustra el principio de un visualizador de cristal líquido. El líquido está encerrado entre dos placas delgadas de vidrio. Electrodos de óxido de estaño-indio están vaporizados en el interior de las placas las cuales son tan delgadas que dejan pasar la luz. La superficie de estos electrodos ha sido calculada para definir la orientación de las moléculas más próximas.

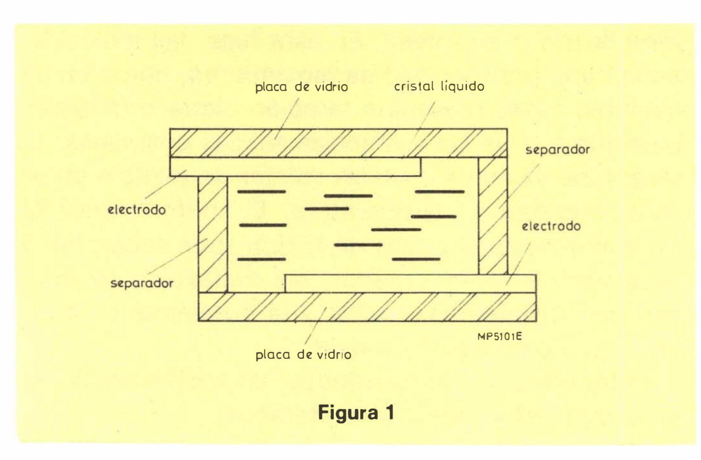



Figura 1

Gracias a las fuerzas entre las moléculas, estas últimas tienen todas la misma orientación sobre toda la zona de cristal líquido cuyo espesor es de 50 $\mu$m.

La luz que incide a través de la célula tiene la misma orientación que el campo eléctrico que se aplica entre los electrodos; esta orientación es perpendicular a la dirección de polarización de los cristales líquidos.

Si se aplica una tensión contínua entre los electrodos, en el líquido aparecen cargas espaciales que influyen en el sentido de las moléculas (figura 2). La tensión a la que se produce este fenómeno se le llama tensión umbral $U_{th}$.

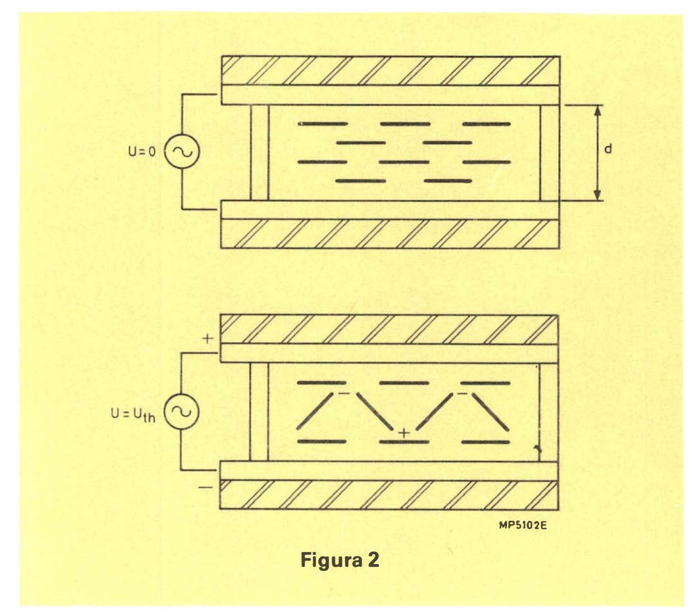



Figura 2

La aplicación de una tensión contínua puede provocar a veces fenómenos de galvanización que tiene como consecuencia la destrucción de un electrodo.

Recuérdese que los fenómenos electro-ópticos pueden presentarse igualmente aunque se aplique una tensión alterna de débil frecuencia entre los electrodos. En este caso, existe igualmente un valor umbral $U_{th}$ que depende de la frecuencia.

El aumento de la tensión de baja frecuencia entre los electrodos tiene como consecuencia que las fuerzas espaciales superen a las fuerzas directrices entre moléculas. Esto da lugar a una turbulencia, es decir a un movimiento rotativo de las moléculas (figura 3).

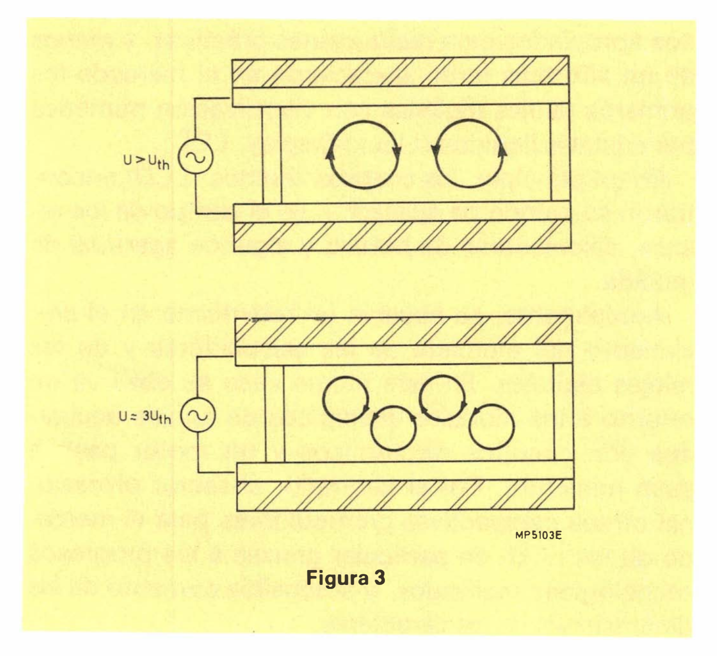



Figura 3

Estas turbulencias ocasionan grandes diferencias locales en el índice de refracción y provocan una difusión de la luz. El líquido entre los electrodos no es transparente y se hace lechoso. El funcionamiento de una célula de este tipo se basa en la difusión dinámica de la luz (Dynamic Scattering LCD).

## POLARIZACION Y TORSION

En el caso de células LCD de difusión dinámica de la luz, el contraste entre la sustancia lechosa entre electrodos y la sustancia transparente, no es elevada.

Se puede obtener un mejor contraste acudiendo a filtros polarizantes (figura 4A). En el caso de una célula de este tipo, los electrodos sobre las placas de vidrio están tratadas de tal manera que las moléculas próximas a los electrodos sean perpendiculares entre ellas, de modo que no exista tensión entre electrodos. Las moléculas entre electrodos giran progresivamente como si hubiera una capa giratoria de moléculas.

Detrás de la placa de vidrio superior se tiene un filtro de polarización horizontal. Entonces, la luz no polarizada de la fuente luminosa atraviesa la célula con una polarización horizontal. La dirección de polarización es idéntica a la dirección de orientación de las moléculas que están cerca de los electrodos superiores. Después de la torsión de la capa de moléculas la dirección de polarización de la luz gira un ángulo de 90°.

Por lo tanto, la luz conserva la polarización horizontal y es bloqueada en la cara anterior por el filtro de polarización vertical. Por lo que no hay luz que atraviese la célula y en los lugares de los electrodos quedan sombras. Si se da la misma orientación a los dos filtros de polarización, se produce lo inverso. Si no hay tensión entre los electrodos, la luz no incide sobre la cara anterior. El líquido utilizado en la célula se llama neumático debido a su estructura filiforme.

## TRES TIPOS DE VISUALIZADORES DE CRISTAL LIQUIDO

La célula ilustrada en la figura 4 está iluminada por la cara posterior, por lo tanto la luz atraviesa la célula. Una célula LCD de este tipo es del tipo transmisivo. Este tipo de LCD se utiliza normalmente para visualizadores que deban ser legibles en la oscuridad.

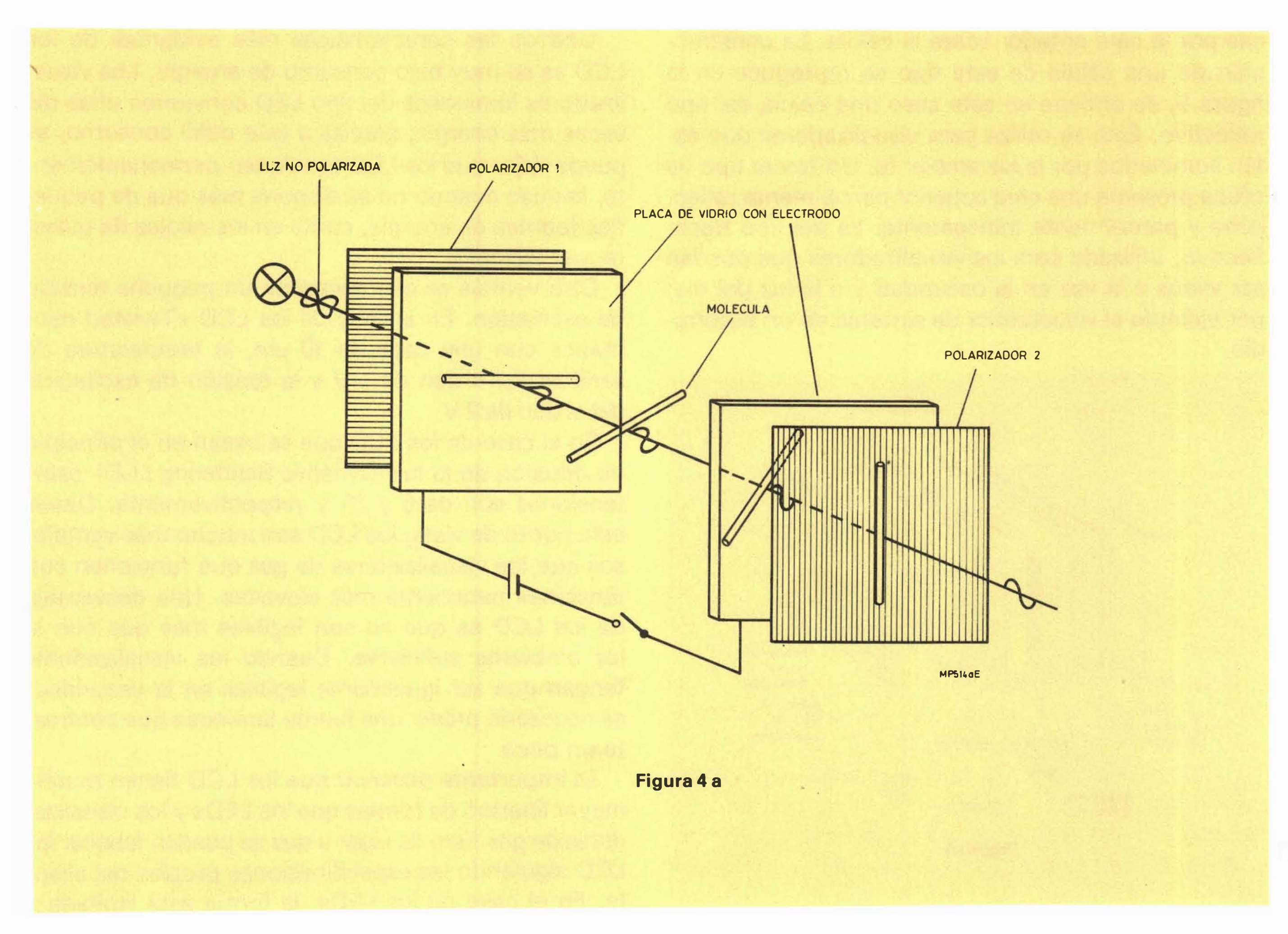



**Figura 4 a**

LUZ NO POLARIZADA

POLARIZADOR 1

PLACA DE VIDRIO CON ELECTRODO

MOLECULAS

POLARIZADOR 2

OSCURIDAD

MP5104bE

Figura 4 b

En lugar de una cara superior transparente, se puede utilizar también un reflector que refleje la luz que cae por la cara anterior sobre la célula. La construcción de una célula de este tipo se reproduce en la figura 5, se obtiene en este caso una célula del tipo reflectivo. Esta se utiliza para visualizadores que estén iluminados por la luz ambiente. Un tercer tipo de célula presenta una cara superior parcialmente reflecjante y parcialmente transparente. Es del tipo transflectivo, utilizado para los visualizadores que puedan ser vistos a la vez en la oscuridad y a la luz del día; por ejemplo el visualizador de sintonía de un autorradio.

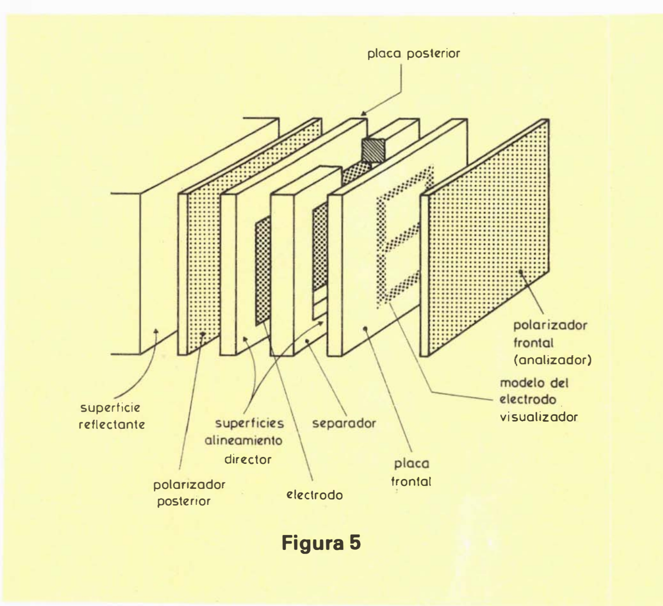



Figura 5

## PROPIEDADES DE LOS LCD

Una de las características más evidentes de los LCD es su muy bajo consumo de energía. Los visualizadores luminosos del tipo LED consumen unas mil veces más energía; gracias a este débil consumo, se puede dejar que los LCD funcionen permanentemente, incluso cuando no se dispone más que de pequeñas fuentes de energía, como en los relojes de pulsera, por ejemplo.

Otra ventaja es que necesitan un pequeña tensión de excitación. En el caso de los LCD «Twisted neumatic» con una capa de 10 $\mu$m, la temperatura de senil es del orden de 1 V y la tensión de excitación del orden de 2 V.

En el caso de los LCD que se basan en el principio de difusión de la luz (Dynamic Scattering LCD) estas tensiones son de 6 y 15 V respectivamente. Desde este punto de vista, los LCD son mucho más ventajosos que los visualizadores de gas que funcionan con tensiones netamente más elevadas. Una desventaja de los LCD es que no son legibles más que con la luz ambiente suficiente. Cuando los visualizadores tengan que ser igualmente legibles en la oscuridad, es necesario prever una fuente luminosa que contraste un poco

Es importante observar que los LCD tienen mucha mayor libertad de formas que los LEDs y los visualizadores de gas. Esto da lugar a que se puedan fabricar los LCD siguiendo las especificaciones propias del cliente. En el caso de los LEDs, la forma está limitada a

la disposición de los segmentos; en el caso de los LCD, el fabricante puede dar en principio, la forma que quiera. En la práctica, esto quiere decir que no sólo se pueden reproducir cifras, letras y signos sino también diagramas. Esto se realiza siguiendo un procedimiento designado «diapositiva» que consiste en imprimir alternativamente blancos y negros para reconstruir una imagen. Por tanto, los LCD con ideales para formar tableros sobre los que se deban reproducir cosas que no sean textos ni cifras, como por ejemplo los aparatos de medida de un automóvil.

En algunas aplicaciones, la lentitud de los LCD puede ser un obstáculo. El tiempo de encendido de un LCD «Twsted-neumatic» es de 50 ns, el tiempo de apagado es de unos 100 ns. A una temperatura baja, el tiempo de reacción es aún más largo.

## CALIDAD DE LOS VISUALIZADORES DE CRISTAL LIQUIDO (LCD) VIDELEC

La fabricación de LCDs de alta calidad en realidad no es un juego de niños. Por ello, Videlec ha realizado un fuerte esfuerzo para mejorar los materiales y las técnicas de fabricación.

Para dar una idea de las dificultades que se han tenido que superar para obtener productos profesionales, hay que saber que los primeros cristales líquidos utilizados eran higroscópicos. Para evitar cualquier introducción de humedad que, a la larga perturbaría la legibilidad de los visualizadores, la mayoría de los fabricantes unen con resina las placas de vidrio, lo que no mejora especialmente el aspecto de los LCD y limita el ángulo de visión.

VIDELEC no utiliza cristales líquidos higroscópicos y pueden contener por tanto una delgada capa de resina sin que sea prácticamente visible. Estos problemas se presentan también en las películas de polarización que son igualmente sensibles a la humedad y a las diferencias de temperatura. Estos problemas están resueltos actualmente.

El resultado de estas investigaciones ha permitido a Videlec colocarse muy por encima de otros fabricantes desde el punto de vista de calidad. Los LCD Videlec tienen una vida muy larga (estimada después de los ensayos entre 50.000 y 1.000.000 horas). Tienen una gran superficie útil (gracias a una pequeña cantidad de resina), y son perfectamente visibles bajo un ángulo de visión muy grande, el usuario no debe estar cerca de la cara del visualizador.

Gracias al espesor uniforme de la capa de cristales líquidos, no aparecen anillos de Newton y el pequeño espesor de las placas de vidrio disminuye el efecto de paralaje.

Otras ventajas son:

— Elevado contraste
— Excelente legibilidad, incluso con poca luz
— Electrodos perfectamente invisibles
— Técnica de ajuste fiable
— No se produce deterioro del cristal líquido y de los electrodos bajo una tensión contínua de 100 mV, gracias a la capa aislante que recubre los electrodos.

## FABRICACION DE LOS LCD

La figura 6 da, a grandes rasgos, el diagrama de fabricación de los LCD Videlec. La figura 7 ilustra la constitución de una célula. No detallaremos aquí

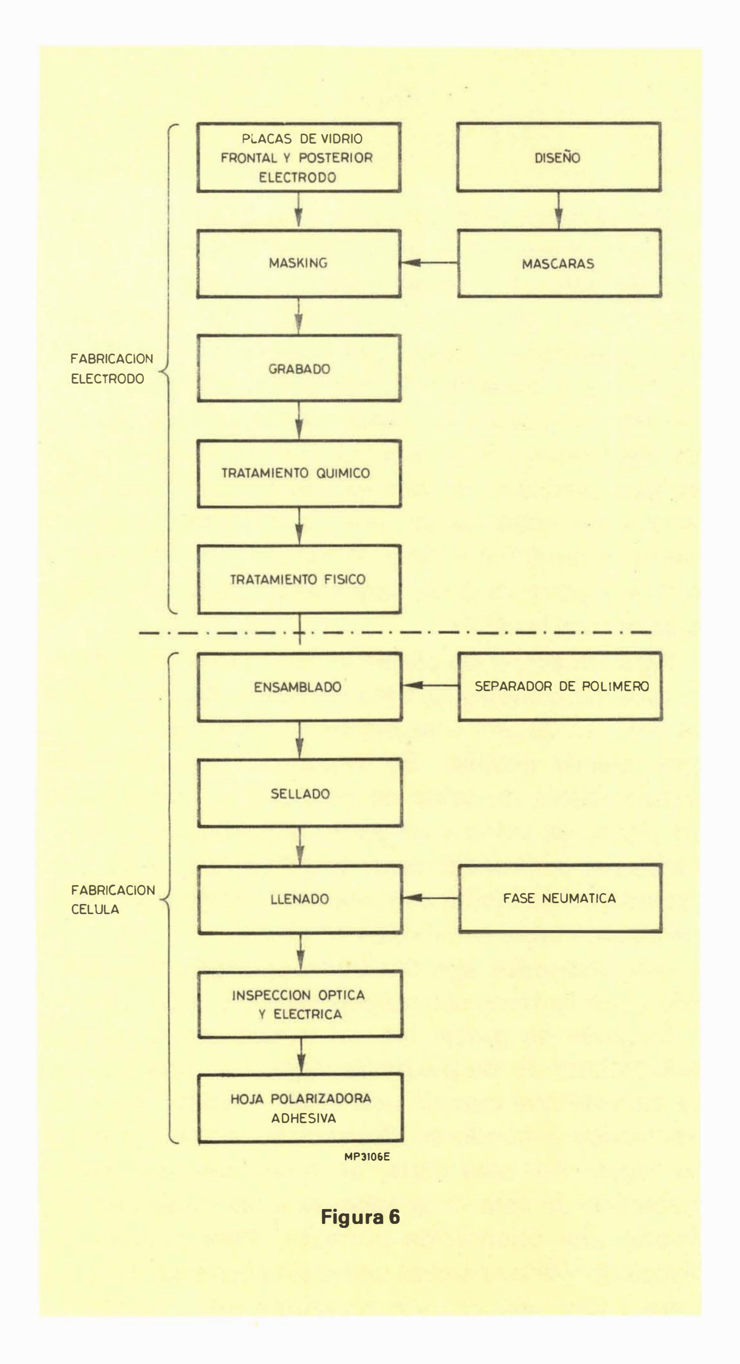



**Figura 6**

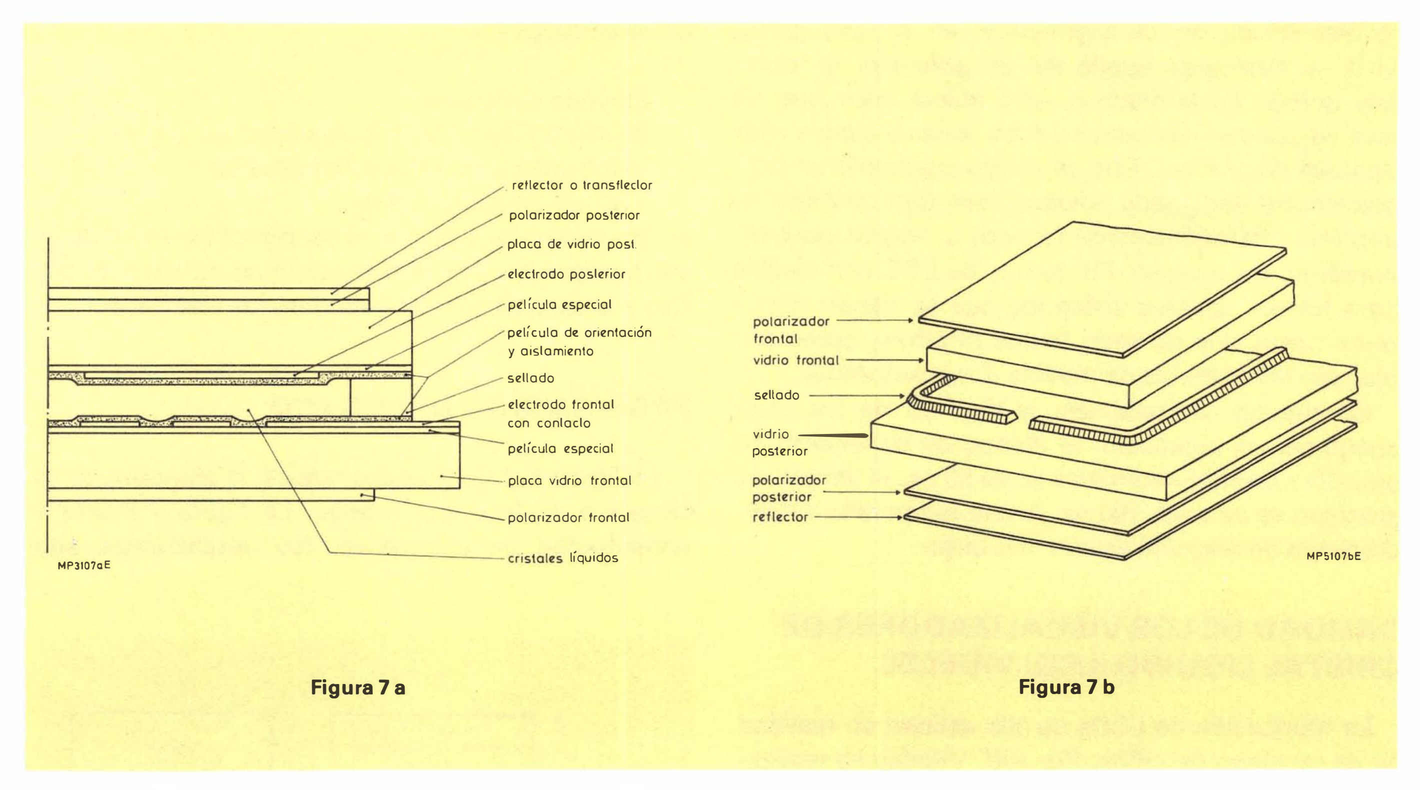



Figura 7 a

Figura 7 b

todas las fases de producción sino que nos limitaremos a las facetas más importantes. Las placas de vidrio de delante y detrás realizan muchas funciones importantes. Asegurar a la célula una rigidez suficiente y proteger a los cristales líquidos contra toda polución y evaporización. Por otro lado, son muy transparentes y ofrecen una base perfectamente plana a los electrodos y a la capa que definen la orientación de las moléculas. El vidrio es, sin duda, el mejor material para estas placas porque es estable, sólido, inerte, indisoluble y duro. Además, el vidrio retiene la mayor parte de la luz ultravioleta que podría atacar al líquido de la célula.

Para conservar las propiedades ópticas necesarias, la capa de cristales líquidos no puede ser muy gruesa (10. . . . 20 $\mu$m) y las placas de vidrio deben ser lo mas planas posible. Se vaporizan los electrodos transparentes de óxido de estaño y de vidrio sobre las placas de vidrio y las partes superfluas son eliminadas por un procedimiento fotolitográfico. Este procedimiento es idéntico al método sustractivo que se aplica para fabricar circuitos impresos.

Los electrodos son tan transparentes como el vidrio y por tanto no son perceptibles al ojo humano.

Después de grabar los electrodos, se recubre el lado interior de las placas de vidrio con una fina capa aislante que cumple una doble función. Aisla los electrodos evitando su destrucción a las corrientes de fugas. Por otra parte, el tratamiento químico y mecánico de esta capa asegura a las moléculas del líquido una orientación correcta. Para recubrir las placas de vidrio se utiliza una resina especial, un polímero termoplástico que garantiza una separación correcta entre las placas más que un cerrado hermético. Esta resina se adhiere perfectamente a las placas, no ensucia los cristales líquidos y resiste a los choques térmicos. Esta resina permite, pues, realizar visualizadores de gran tamaño. El ensamblado final se realiza a una presión elevada y con una elevada temperatura. Como el cristal líquido no resiste este tratamiento, se incorpora después. Esta es la razón por la que se deja una pequeña abertura en el encapsulado.

El rellenado de la célula se realiza mediante la combinación del vacio y del efecto de capilaridad. Después de rellenado, la abertura es cerrada herméticamente por una soldadura con bajo punto de fusión.

Después del control óptico y eléctrico de las células, se reajustan las películas de polarización, los moduladores de luz, los difusores, los reflectores de difusión, las lentillas y los tipos de color eventuales, según el tipo de célula.

Se pueden utilizar igualmente filtros de polarización coloreados para realizar los LCD transmisivos, los cuales restituyen los contrastes de los colores más caros.

## EL PROGRAMA ESTANDAR

Videlec propone una gran variedad de visualizadores de cristal líquido estándar pero también puede fabricar tipos especiales siguiendo las especificaciones del cliente. Las principales características de los LCD estándar se dan en la tabla 1.

## VISUALIZADORES DE CRISTAL LIQUIDO SIGUIENDO LAS ESPECIFICACIONES DEL CLIENTE

Videlec ofrece la posibilidad de realizar LCDs especiales según solicitud. Para ello se recomienda basarse en unas 18 medidas estándar, es decir entre 14,8 × 9 mm y 114 × 46 mm.

En primer lugar, el cliente debe rellenar un cuestionario a partir del cual Videlec puede proponer un proyecto tres o cuatro semanas después. El cliente controla el diseño y aporta posibles modificaciones. Después de aprobado el proyecto definitivo, Videlec puede realizar una serie de prueba de 20 LCDs máximo. Si esta serie satisface al cliente, puede solicitar la producción en serie.

Para acelerar el procedimiento, se puede suprimir la serie de prueba y Videlec comienza entonces directamente la producción definitiva que puede estar acabada, en este caso, dieciséis semanas después de la aprobación definitiva del diseño.

## NUEVOS DESARROLLOS

Los laboratorios de Videlec se esmeran en la elaboración de nuevos desarrollos en el campo de los LCDs. A continuación indicamos algunos a título de ejemplo:

— Un visualizador bicolor lleno de un líquido coloreado y que trabaja sin filtro polarizador. Funcionan ya prototipos azules, rojos y amarillos y una versión en negro está aún en estudio.

— Filtros coloreados de polarización y reflectores coloreados pueden asegurar igualmente un color aunque, en este caso, los filtros de polarización coloreados provocan una pérdida de contraste.

— Recalentamiento de los LCD de gran tamaño. A baja temperatura, los LCD reaccionan lentamente. Se puede compensar esta contrariedad colocando una película de calentamiento especial en una de las células. Esta película es casi invisible y puede utilizarse igualmente combinado con un transflector.

— Un nuevo líquido cristalino (tipo V4) para temperaturas entre — 25 y 85°C.

— Un circuito integrado sobre el vidrio del visualizador para limitar el número de conexiones. Lleva un circuito de excitación y está especialmente previsto para aplicaciones en grandes series, como relojes, auto-radios, etc.

— Un visualizador gráfico de barras formado por dos columnas de 100 segmentos, provistos de un circuito de excitación y colocado en una cápsula de 64 terminales con una superficie útil de 114 × 26 mm aproximadamente.

— Un visualizador de matriz de puntos con 16 caracteres de 5 × 7 puntos y las dimensiones del vidrio son 94 × 30 mm. Debe estar excitado en modo multiplexado.

— Un visualizador de 16 caracteres de 7 segmentos especialmente concebidos para postes telefónicos. Las cifras tienen una altura de 6 mm y las dimensiones del vidrio son 70 × 20 mm.

## CONEXIONADO

Existen muchos métodos de conectar los LCD a su circuito de excitación. Para los pequeños visualizadores se utiliza generalmente un polímero con pistas conductoras a distancias regulares y que unen la placa superior del LCD y las pistas de la placa de circuito impreso.

Para los visualizadores más grandes, se ha desarrollado un nuevo conector que se desliza sobre los bordes del LCD y cuyos contactos de resorte, dispuestos en dos filas, hacen contacto con los electrodos del LCD. Los conectores son particularmente fiables y pueden ser montados directamente sobre el circuito impreso.

## EXCITACION DE LOS LCD

En el texto precedente hemos resaltado que los LCD deben funcionar con preferencia con una tensión alterna para evitar que los electrodos se ensucien, aunque los electrodos de los LCD Videlec estén protegidos ya por una capa aislante.

La frecuencia de la tensión de excitación está fijada por dos parámetros. Si la frecuencia es demasiado baja, el visualizador puede parpadear de forma visible. El límite inferior de la frecuencia se considera generalmente igual a 30 Hz. Para frecuencias superiores a 100 Hz, la disipación de los LCD aumenta sensiblemente debido a la capacidad de los electrodos.

Por esta razón, en la práctica se adopta una frecuencia de 32 Hz.

Para excitar a los LCD, en principio, se tiene que elegir entre dos posibilidades: excitación estática y dinámica. La excitación estática es la más sencilla. En este caso, cada elemento es conectado separadamente a 0 V o a un valor alterno de 5 V, por ejemplo. Igualmente es posible ajustar la tensión de funcionamiento separadamente para cada elemento.

Un visualizador relativamente sencillo se compone por lo menos de 4 × 7 = 28 elementos, los puntos decimales y otros signos eventuales que no se han considerado. Sin duda el gobierno estático de los

visualizadores más sofisticados necesitan no solamente un conmutador electrónico separado para cada elemento, sino además necesita un conexionado exterior para cada uno de ellos. Un visualizador de 16 cifras, por ejemplo, debería tener por lo menos (16 ×7) + 1 = 113 conexiones. Por el contrario, el número de conexiones se puede reducir sensiblemente recurriendo al método dinámico (gobierno multiplexado). Como los LCD pueden ser excitados con una baja tensión y no necesitan más que una débil corriente, estos pueden ser excitados directamente por circuitos integrados, preferentemente circuitos LOCMOS aunque se pueden utilizar igualmente circuitos integrados bipolares.

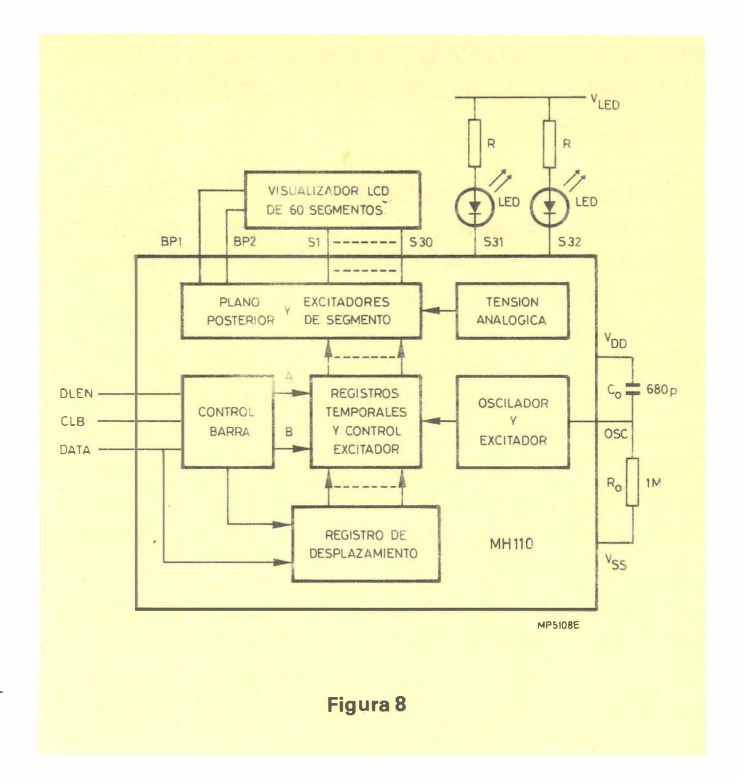



Figura 8

## CIRCUITOS DE EXCITACION PARA LCDs

Existen algunos circuitos especialmente adaptados para excitar visualizadores de cristal líquido. A continuación daremos una breve descripción de algunos tipos.

La figura 8 da el esquema de un doble circuito de excitación para LCDs con 60 segmentos como máximo (tipo MH110). Los elementos de la placa anterior están conectados dos a dos de tal manera que no quedan más que 30 conexiones. Los electrodos sobre la placa posterior están repartidos en 2 grupos (BP1 y BP2). También se puede excitar separadamente cada elemento. El circuito MH110 tiene entrada de datos que puede ser conectada por ejemplo a un microordenador. Los datos son introducidos en serie. El circuito se comporta como un oscilador cuya frecuencia depende de una red RC externa.

El tipo MH100 es un tipo casi idéntico que excita LCDs de 30 elementos como máximo.

Para exitar visualizadores gráficos de barras, se ha desarrollado el circuito LOCMOS LSI HEF4754 VP (figura 9). El número de segmentos que se pueden excitar depende linealmente del valor de la tensión analógica en el terminal 25. Esto significa que se excitan todos los elementos hasta el elemento que corresponde a la tensión de entrada inclusive («principio de termómetro»). A veces es posible excitar sólo el elemento que corresponde a la tensión de entrada (principio de la aguja indicadora).

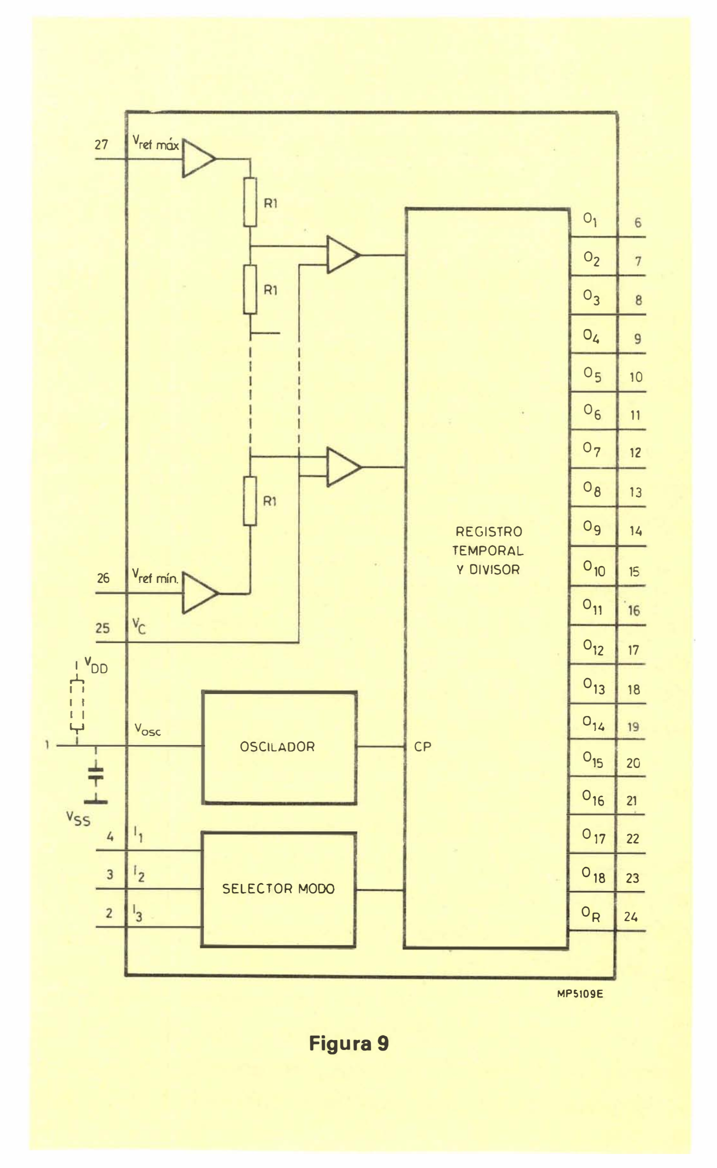



Figura 9

## APLICACIONES DE LOS LCD

Las numerosas ventajas prácticas de los LCD Videlec abren las puertas a muchas aplicaciones. Citaremos en primer lugar los instrumentos digitales de medida, en particular los equipos portatiles alimentados con pilas (gracias a la poca energía que consumen).

El automóvil constituye igualmente un sector muy importante de aplicación. En particular para los LCD transflectivos que deben ser perfectamente visibles tanto a la luz ambiente del día como en la oscuridad por medio de una ventana en la parte superior de la célula. Entre los ejemplos de aplicación, hay que citar los auto-radios, los aparatos de medida del tablier (que visualizan una serie de datos tales como consumo, velocidad, cuenta kilómetros, tacómetro e indicadores de aviso y control).

Otras aplicaciones interesantes se encuentran en las máquinas fotográficas y las cámaras, para la medición, por ejemplo, del tiempo de exposición y del diafragma. En esta aplicación también es muy importante el poco consumo.

Otras aplicaciones:
- relojes murales;
- visualización de la línea de una máquina de escribir o de un telex;
- telefonía (para la visualización de los números del marcador o el cómputo de conversaciones, etc.) en cabinas públicas;
- paneles de visualización de vuelos en aeropuertos;
- básculas;
- protección ocular de sordos;
- cajas registradoras;
- hornos, lavadoras, lavavajillas, etc. (para la visualización de programas, tiempos etc.);
- equipos Hi-Fi, por ejemplo, con visualización de sintonía, indicación de programa para los registradores de bandas en cassette, etc.

**TABLA 1**

**Programa de los visualizadores de cristal líquido VIDELEC**

| Número de tipo | Descripción | Altura de los caracteres (mm.) | Dimensiones (mm) | Tensión de trabajo (V) | Frecuencia de trabajo (Hz ) | Consumo (nA/mm2) |
|---|---|---|---|---|---|---|
| LC 241180-002... | 8 cifras, 8 comas decimales +,– y rombo | 3,8 | 23,9 x 11,5 | 3,0 | 32 | 11 |
| LC 201140-004... | 4 cifras, 5x doble punto | 4,7 | 20,5 x 11,5 | 3,0 | 32 | 11 |
| LC 382080 | 8 cifras, 8 comas decimales | 6,0 | 38,0 x 16,2 | | | |
| LC 7020160-410... | 16 cifras, 16 comas decimales | 6,0 | 69,8 x 16,2 | | | |
| LC 241440 | 4 cifras | 6,8 | 23,9 x 14,0 | | | |
| LC 382040-401../.. | 4 cifras, 3 puntos decimales, + | 8,0 | 38,0 x 20,3 | 4,5 | 32 | 15 |
| LC 513031-300../.. | 3 cifras + 1, puntos decimales +, ~ y BAT | 12,7 | 50,7 x 30,4 | 4,5 | 32 | 15 |
| LC 513040-301../.. | 4 cifras, 3 puntos decimales y doble punto | 12,7 | 50,7 x 30,4 | 4,5 | 32 | 15 |
| LC 703060-301../.. | 6 cifras, 5 puntos decimales, 2 dobles puntos | 12,7 | 69,8 x 30,4 | 4,5 | 32 | 15 |
| LC 943080-301../.. | 8 cifras, 7 puntos decimales, 3 dobles puntos | 12,7 | 93,8 x 30,4 | 4,5 | 32 | 15 |
| LC 703831-300../.. | 3 cifras + 1, 3 puntos decimales +, ~ y BAT | 17,8 | 69,8 x 38,0 | 4,5 | 32 | 15 |
| LC 703840-300../.. | 4 cifras, 3 puntos decimales, doble punto | 17,8 | 69,8 x 38,0 | 4,5 | 32 | 15 |
| LC 813850-300../.. | 5 cifras, 4 puntos decimales, doble punto | 18,0 | 81,1 x 38,0 | 4,5 | 32 | 15 |
| LC 7610110-300../.. | 1 cifra con punto decimal | 76,0 | 76,2 x 101,6 | 4,5 | 32 | 15 |
| LC 51300-300../.. | 2 filas de 20 segmentos, 2 flechas | 2 x 3,7 | 50,7 x 30,4 | 4,5 | 32 | 15 |
| LC 703000-300../.. | 2 filas de 20 segmentos, 4 flechas | 2 x 5,0 | 69,8 x 30,4 | 4,5 | 32 | 15 |

* Valor medio de la frecuencia de trabajo, esta última debe situarse entre 30 y 100 Hz.

## EXCITADOR DUPLEX DE LCD

El MH111 es un circuito C-MOS de puerta de silicio diseñado para excitar un visualizador de cristal líquido (LCD-Liquid Crystal Display) de hasta 64 segmentos en modo duplex, especialmente en aplicaciones de baja tensión. Una estructura de barra de tres líneas permite la transferencia de datos con microordenadores. Todas las patillas son compatibles con C-MOS/N-MOS.

### Características

- Capacidad de excitar 64 segmentos de cristal líquido.
- Tensión de alimenación de 2,25 a 6,5 V.
- Bajo consumo de corriente.
- Entrada de datos en serie.
- Control de barra.
- Oscilador incluido de un punto.
- Posibilidad de ampliación.

La figura muestra el diagrama de bloques.

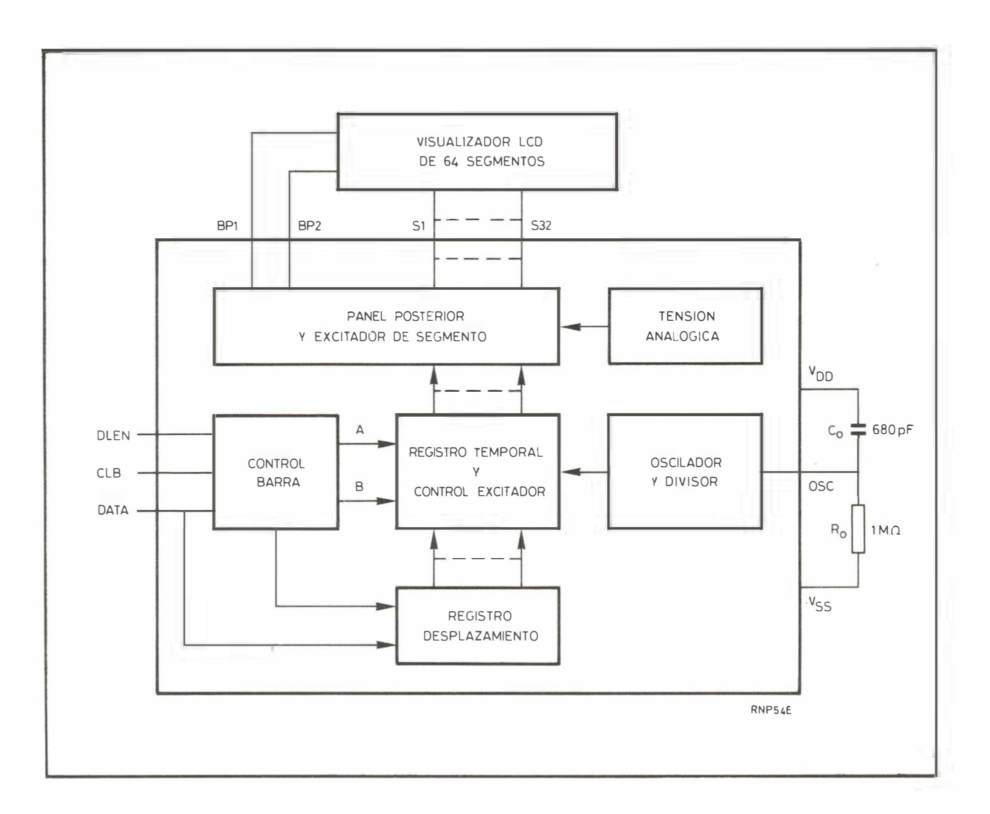



**Diagrama de bloques; DLEN = desinhibición de datos; CLB = impulso reloj; DATA = línea datos.**

## EXCITADOR/DECODIFICADOR DE LED DE 7 SEGMENTOS

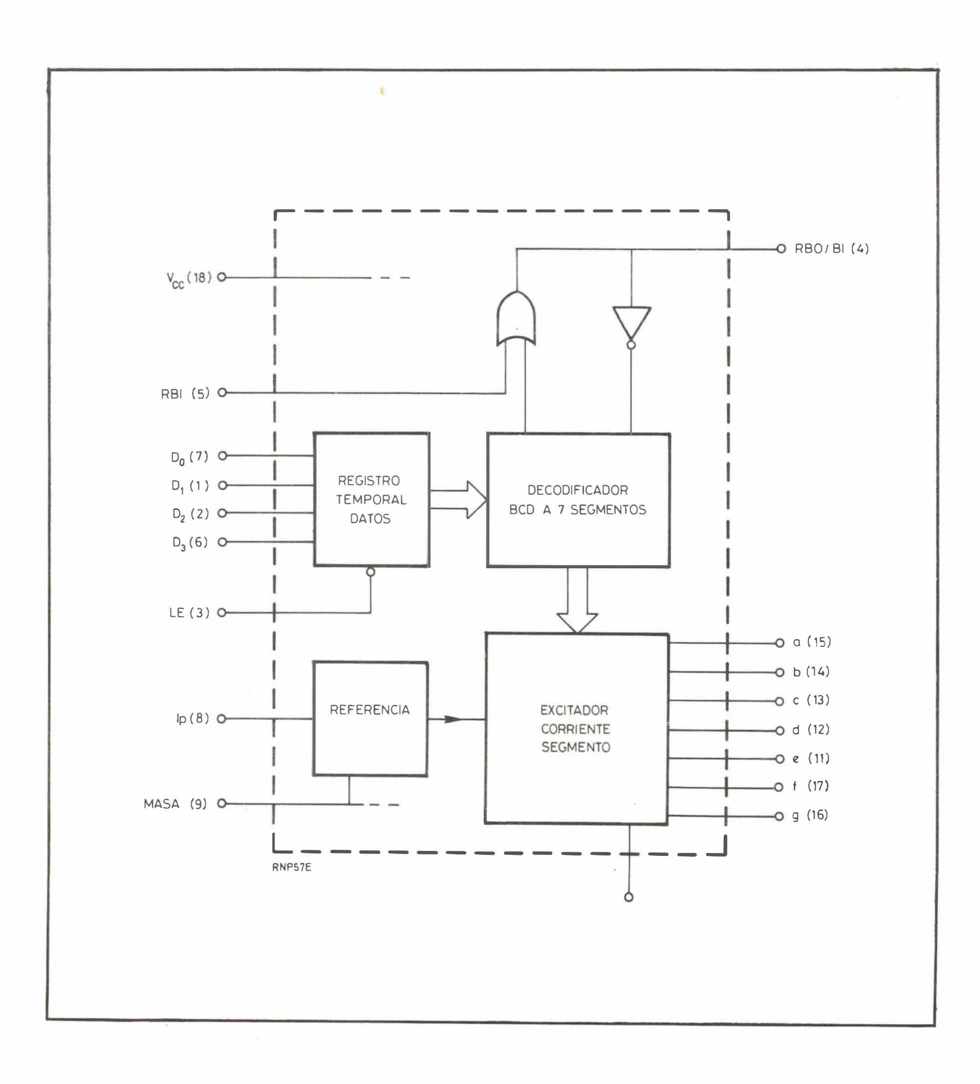
El NE587 puede almacenar y decodificar señales binarias de una barra de datos BCD. Así, la salida del dispositivo puede excitar un visualizador LED de siete segmentos con las señales decodificadas.

Las entradas de datos en BCD almacenadas temporalmente proporcionan una memoria en el propio chip de modo que el dato digital puede ser presentado y almacenado rápidamente en el dispositivo.

El controlador digital (normalmente un microprocesador) es por lo tanto capaz de realizar otras funciones mientras que el NE587 excita al visualizador.

Las entradas de datos se cargan de modo que son compatibles con cualquier sistema de barra de datos. Se implementa el borrado del rizado utilizando control de un hilo para el borrado de la señal durante los periodos de datos no válidos o espúreos (rizado) en las entradas.

El NE587 puede excitar simultáneamente varios visualizadores, y también para excitar algunos tipos de visualizador si se dispone de adecuado reforzador de señal (buffer). La salida de corriente programable del NE587 es adecuada para multiplexar dígitos de LED de gran tamaño, y fundamentalmente es independiente de la tensión de salida, tensión de alimentación y temperatura.



## MOTOR PASO A PASO HIBRIDO DE 4 FASES 9904 115 23101

Nuestra tecnología de motor paso a paso híbrido se basa en un principio totalmente nuevo que proporciona mayores opciones de ángulos de paso y de tamaño del motor que los diseños usuales de motores paso a paso híbridos. Este nuevo diseño consta de cuatro cilindros de estator acoplados cara a cara alrededor de una bobina, formando dos partes de estator unidas por un imán permanente. La circunferencia interior de cada cilindro del estator tiene dientes, el número de dientes depende del ángulo de paso requerido. El rotor consta de cuatro discos, con el mismo número de dientes que los cilindros del estator. Los discos rotores están desplazados unos de otros medio paso de diente en una trayectoria dictada por la secuencia de energía necesaria de las bobinas. Los discos están alineados con los dientes en el cilindro estator. El flujo magnético permanente se distribuye a través de cada estator y se cierra a través del rotor. Cuando las bobinas del estator son excitadas alternativamente y en ambas direcciones, se produce un campo magnético rotativo que sigue al rotor. En cada paso de la secuencia de excitación, los dientes de un disco del rotor coinciden con los dientes del cilindro del estator.

La figura muestra el diseño básico de este motor de 4 fases. Para simplificar, se muestra un diente por disco rotor y cilindro estator dando un ángulo de paso de 90°.

Teóricamente se puede elegir cualquier número de dientes por disco/cilindro lo que proporciona libertad para elegir el ángulo de paso, lo que no es posible con los diseños usuales de motor híbrido paso a paso.

## LASER SEMICONDUCTOR PARA LECTURA DE INFORMACION

El uso de sistemas de grabación digital óptica en campos de video, audio y proceso de datos ha creado la necesidad de un sistema laser compacto.

Nuestro nuevo semiconductor laser, CQL10, es más luminoso y más pequeño que los tipos de helio-neón corrientemente en uso, y requiere una tensión de excitación de sólo 2 a 3 V comparada con los cientos de voltios que necesitan los lasers de helio-neón. Su corta longitud de onda de 780 nm permanece constante incluso a temperaturas del orden de 60°C (requisito especial para sistemas de video disco doméstico que está en proceso de desarrollo). El CQL 10 es relativamente corto de modo que se elimina virtualmente el ruido producido por los efectos de realimentación externa.

El laser semiconductor está formado por capas de arseniuro de galio y arseniuro de galio y aluminio en substrato de arseniuro de galio. Las superficies metálicas superior e inferior los contactos de alimentación, y en un lado hay dos zonas implantadas de material aislante a cada lado de una banda conductora que asegura con precisión la circulación de corriente definida. El laser empieza su emisión simultánea cuando la entrada de corriente es superior a las pérdidas en el cristal.

Dentro del encapsulado es una disposición fotodiodo de alta velocidad que controla la intensidad luminosa, y a partir de esto puede controlarse la entrada de corriente al diodo laser.

El dispositivo está construido con tolerancias elevadas de forma que pueda ser fácilmente colocado con precisión dentro de un sistema óptimo.

## CIRCUITOS INTEGRADOS HIBRIDOS PARA DETECTORES INDUCTIVOS DE PROXIMIDAD

Los circuitos integrados híbridos OM286 (tensión de alimentación positiva y OM287 (tensión de alimentación negativa) están diseñados para ser utilizados en detectores inductivos de proximidad.

Los circuitos OM286 y OM287 son sucesores de los circuitos algo mayores OM 186 y OM 187 y presentan protección contra una conexión inversa a la alimentación, y una elevada corriente máxima de salida. Los circuitos están fabricados utilizando técnicas de película gruesa y funcionan en el margen de temperatura ambiente de -40° a +85°C.

El circuito contiene un oscilador Hartley, una etapa rectificadora un disparador de Schmitt y una etapa de salida de elevada corriente, adecuada para excitar relés electromecánicos que atacan directamente a lámparas y alarmas audibles. Un diodo zener protege el transistor de salida contra los transistorios de tensión que se presentan al excitar una carga inductiva.

La bobina del oscilador no está incorporada en el circuito integrado. La tabla 1 da detalles de la bobina recomendada para utilizar con un detector M8 y OM 286 OM 287.

El circuito OM286/OM287 proporciona la energía para mantener el campo magnético cerca de la bobina producida por el oscilador. En un detector de proximidad, el movimiento de un objeto en el campo varía la amplitud de las oscilaciones. Esta variación es detectada por el disparador de Schmitt cuya salida, que indica la posición relativa entre la sonda y el actuador, es amplificada por TR4 y utilizada para excitar una carga.

El margen de tensión de alimentación de c.c. es de 4,5 a 30 V.

## APLICACION DEL MOTOR 9904 11231803 EN MAQUINA DE COSER

Las funciones de este motor son:

- Colocación de la aguja para pespunte en zig-zag y programado.
- Control de la posición del transporte de la tela.

Ambos motores se excitan con una corriente bipolar constante. Esto es para obtener la posibilidad de máximo rendimiento del motor con un ciclo de trabajo menor del 100% u operación intermitente. El motor puede estar sobreexcitado.

La programación de ambos motores se hace mediante un microprocesador. El programa tiene que estar realizado por el propio fabricante de máquinas de coser o en cooperación con el suministrador de microprocesadores. Para facilitar esto al usuario usted encontrará una especificación del motor.

El Software está basado en las capacidades de los motores, lo que da como resultado una perfecta adaptación entre software y motor, lo que implica que se pueden utilizar otros motores solamente si tienen las mismas características. Si no es así, el software tiene que ser adaptado.

Además de estos dos mototes se requiere también el motor de excitación para la máquina de coser, el motor de escobillas convencional Ac-pm.

Datos generales

Tipo de motor — motor paso a paso con rotor P.M.

Dirección de rotación — reversible

Aislamiento de acuerdo con CEE10 — Clase III.

Tensión de prueba de aislamiento — 500 V.

| | |
|---|---|
| Dimensiones y fijación | ver figura |
| Peso | 200 g |
| Encapsulado | cinc plateado |
| Conexiones | 4 terminales soldadura |
| N° de pasos por resolución | 48 |
| Regulaciones generales de prueba | instrucciones de prueba MDV-2-82 |

Datos técnicos

| | |
|---|---|
| Angulo de paso | 7°30′ |
| Tolerancia ángulo de paso | 25′ |
| par de trabajo máx. | 30 nNm |
| Par de mantenimiento | 41 mNm |
| Máxima velocidad de puesta en marcha | 550 Hz |
| Máxima velocidad de paso | 10.000 Hz |
| Holgura axial (máx.) | 0,7 mm |
| Aumento temperatura del motor | 6,5°C |
| Disminución del par | —0,6%/°C |
| N° de fases | 2 |
| Resistencia por bobina (20°C) | 13 |
| Inductancia por bobina (200 Hz) | 40 mH |
| Corriente por bobina | 360 mA |
| Inercia del rotor | 11 g cm$^2$ |

Valores límite

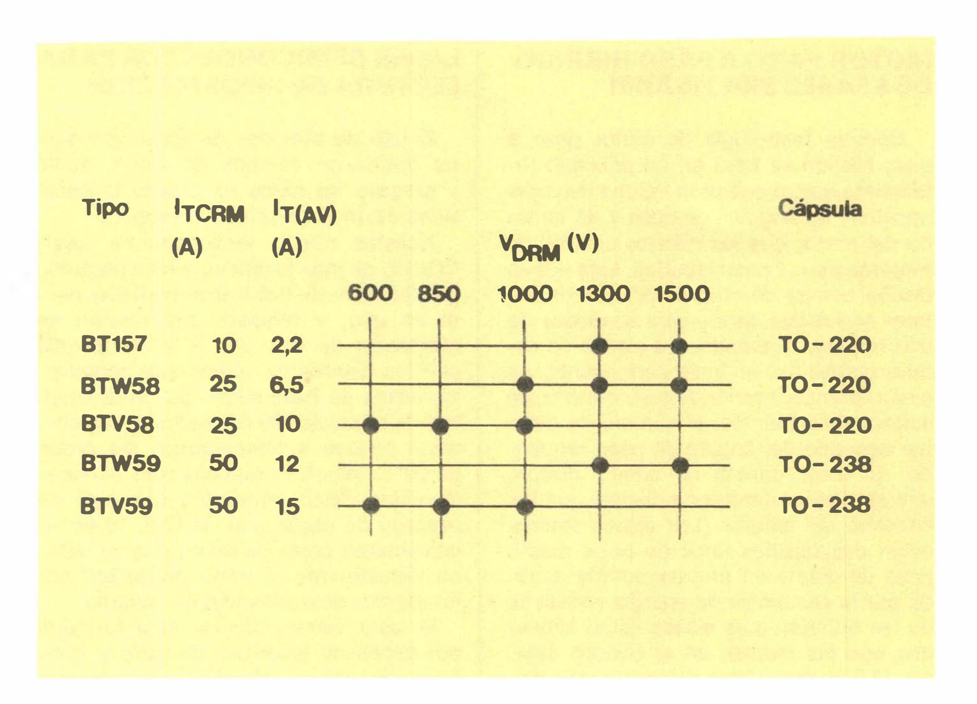
| | |
|---|---|
| Temperatua permanente del motor | 120°C |
| Temperatura almacenamiento | —90/100°C |
| Máxima fuerza radial | 5 N |
| Máxima fuerza axial | 1,5 N |
| Inserción axial forzada en | 50 N |

## GTO HASTA 1.500 V, 50 A

Miniwatt anuncia que la gama de tiristores bloqueables por puerta (GTO) ha sido ampliada a 25 A, y se espera tener muestras de dispositivos de 50 A en corto plazo.

Se ha observado un gran interés por nuestro GTO, el cual combina la elevada tensión de bloqueo de un tiristor con la fácil excitación de puerta y rápida conmutación normalmente asociados a los transistores bipolares y Darlington. Los GTO son dispositivos rápidos, de tres terminales y de cuatro capas PNPN. Similares en su construcción a un tiristor convencional, pueden ser excitados directamente por circuitos TTL y registros de salida de microprocesadores.

Los tipos que se dan en la tabla son adecuados para un amplio campo de aplicaciones, desde ignición a desviación de Tubos de Rayos Catódicos (TRC), y desde control de motores a fuentes de alimentación conmutadas.



| Tipo | $I_{TCRM}$ (A) | $I_{T(AV)}$ (A) | $V_{DRM}$ (V) 600 | 850 | 1000 | 1300 | 1500 | Cápsula |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| BT157 | 10 | 2,2 | | | | ● | ● | TO-220 |
| BTW58 | 25 | 6,5 | | | ● | ● | ● | TO-220 |
| BTV58 | 25 | 10 | ● | ● | ● | | | TO-220 |
| BTW59 | 50 | 12 | | | | ● | ● | TO-238 |
| BTV59 | 50 | 15 | ● | ● | ● | | | TO-238 |

## FAMILIA DE TRANSISTORES POWERMOS

Miniwatt ha introducido una amplia familia de transistores MOSFET de potencia de canal N con un márgen de tensión de 50 a 1000 V y una capacidad para conducir corriente de hasta 40 A. Esta nueva familia de transistores, conocida como POWERMOS, contiene los tipos BUZ10 a BUZ84.

Debido a su construcción, los transistores POWERMOS son intrínsecamente muy rápidos, con tiempos de paso a bloqueo y a conducción del órden de 100 ns. Los transistores POWERMOS también son robustos eléctrica y térmicamente. Sus características térmicas y su área de funcionamiento de seguridad extremadamente buenas permiten que estos dispositivos sean conectados en paralelo sin problemas.

Una importante ventaja de los transistores POWERMOS es que necesita una baja tensión de excitación. Son compatibles con dispositivos LSI y con microordenadores; pueden ser excitados por los niveles de salida de 5 V de dispositivos TTL o LSI, o por registros de salida de microordenadores.

## PRODUCTOS MEPCO/ELECTRA

Miniwat S.A. se complace en comunicar que comercializa los productos de la firma norteamericana MEPCO/ELECTRA.

Los productos principales que comprenden la gama MEPCO/ELECTRA son:

- Resistores de película metálica.
- Redes de resistores de película metálica.
- Potenciómetros cermet.
- Condensadores electrolíticos de aluminio.
- Condensadores de poliester y policarbonato.
- Condensadores de tántalo.

La ampliación que ello supone en nuestro ya extenso programa comercial, en lo que a productos en catálogo se refiere, permitirá a Miniwatt S.A. extender su actividad a nuevos mercados principalmente del área profesional.

signetics

# Miniwatt

Vol. 21 Num. 2 Febrero 1982 145 ptas.

**Director**

D. Jose M.ª Llevat Grau

**Editor**

Miniwatt, S.A.
Departamento de Publicaciones Técnicas
D. José Albiol Fernández

**Coordinación**

D. Enrique Riverola García
D. Rafael Rizo Aramburu

**Redacción**

D.ª M.ª Dolores Forns-Samsó

**Consejo Asesor de Redacción**

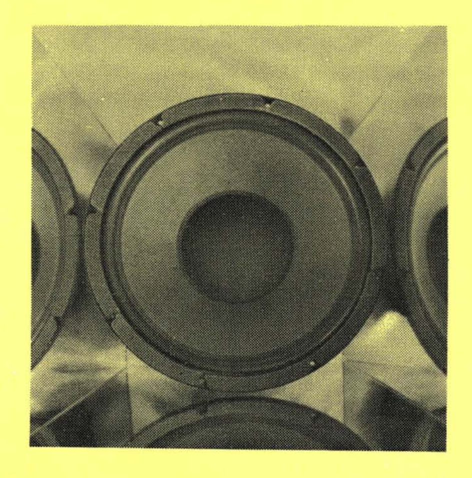
D. Pedro Barrera Vázquez
D. Jaime Borrull Subirana
D. Luis Marco Loras
D. Angel Suso San Miguel

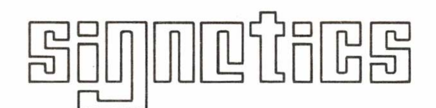
**Suscripciones**

D.ª M.ª Angeles García Ferrer

**Producción**

GENERAL GRAFIC, S.A.
Caspe, 172
Barcelona-13
Depósito Legal: B-18387-61
ISSN: 0210-2641





# Miniwatt

Vol. 21 Núm. 2 Febrero 1982 145 ptas.

## Indice



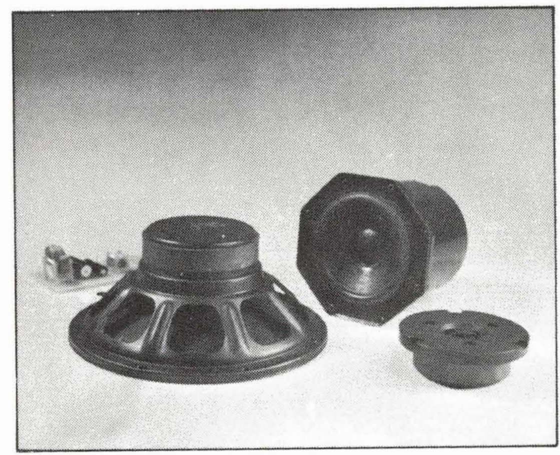
**Revista Miniwatt**

Publicado por:

Miniwatt, S.A.
Balmes, 22 - Teléfono 301 63 12 - BARCELONA - 7
Suscripción anual (11 números) ..... Ptas. 1.300
Precio ejemplar ..... Ptas. 145
Cambio domicilio ..... Ptas. 25

# SISTEMAS DE ALTAVOCES HI-FI











| | Situación | Sistema potencia W | Frecuencia resonancia Hz | Recorrido de frecuencia estimado kHz | Dimen. total mm. | Diám. agujero baffle mm. | Prof. total mm. | Material de recubrimiento |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **AGUDOS** | | | | | | | | |
| AD00400/T4; T8 | N | 70 | 1500 | 3 to 22 | 83 □ | 73 | 26 | textile |
| AD0140/T4; T8 | D | 20/40 | 1200 | 2 to 22 | 94 ⌀ | 75 | 25 | polycarb. |
| AD0162/T4; T8; T15 | D | 20/50 | 1000 | 2 to 22 | 94 ⌀ | 75 | 32 | polycarb. |
| AD01632/T4; T8 | D | 50/70 | 1300 | 2 to 22 | 96 □ | 85 | 33 | paper |
| AD01633/T4; T8 | D | 50/70 | 1300 | 2 to 22 | 96 □ | 85 | 33 | paper |
| **MEDIOS** | | | | | | | | |
| AD0211/Sq4; Sq8 | D | 40 | 350 | 0,5 to 5 | 134 | 112 | 108 | textile |
| AD02110/Sq4; Sq8 | D | 80 | 340 | 0,5 to 5 | 134 | 112 | 103 | textile |
| AD02150/Sq4; Sq8 | N | 80 | 340 | 0,5 to 5 | 134 | 122 | 98 | textile |
| AD02160/Sq4; Sq8 | N | 80 | 320 | 0,5 to 10 | 134 | 122 | 85 | textile |
| AD5060/Sq4; Sq8 | D | 60 | 210 | 0,4 to 5 | 129 | 96 | 107 | textile |
| AD50600/Sq4; Sq8 | N | 60 | 260 | 0,4 to 5 | 115 | 100 | 106 | textile |
| AD50800/Sq4; Sq8 | N | 40 | 280 | 0,4 to 5 | 115 | 100 | 106 | textile |
| **GRAVES** | | | | | | | | |
| AD40900/W4; W8 | N | 8 | 80 | 0,05 to 5 | 102 | 95 | 52 | rubber |
| AD70601/W4; W8 | D | 30 | 45 | 0,04 to 3 | 166 | 142 | 68 | rubber |
| AD80602/W4; W8 | D | 50 | 42 | 0,05 to 4 | 204 | 180 | 86 | foam |
| AD80652/W4; W8 | D | 60 | 39 | 0,05 to 4 | 204 | 180 | 88 | foam |
| AD80671/W4; W8 | D | 70 | 35 | 0,04 to 3 | 204 | 180 | 88 | rubber |
| AD10100/W4; W8 | D | 40 | 25 | 0,03 to 1 | 261 | 227 | 131 | rubber |
| AD12250/W4; W8 | D | 100 | 26 | 0,04 to 2 | 311 | 280 | 121 | rubber |
| **PASIVOS** | | | | | | | | |
| AD8002 | D | | | | 204 | 180 | | foam |
| AD1200 | D | | | | 311 | 279 | | rubber |

D = TIPOS DISPONIBLES ACTUALMENTE

N = TIPOS DE NUEVO DISEÑO

**Solicite información**

Miniwatt Miniwatt s.a.

**División Comercial: Barcelona, 7.** Balmes, 22. Telf.: 301 63 12. Telex: N.º 54666. Copre e.
**Madrid,** 4. Sagasta, 18. Telf.: 446 40 00.
**Domicilio Social y División Industrial: Barcelona, 4.** Paseo Zona Franca, 15
Telf.: 331 51 00. Telex: N.º 52523. Miniw e.

# Circuitos integrados para radio y sintonizadores de alta fidelidad

**Nuestra amplia gama de circuitos integrados para radio y sintonizadores de alta fidelidad nos permite usar la misma combinación de circuitos para obtener las prestaciones necesarias en una gran variedad de aplicaciones. A continuación se describen tres radios: una versión económica, otra de altas prestaciones, y una versión de lujo controlada por microcomputador.**

Durante la pasada década, ha habido una intensa competencia entre los fabricantes de equipos electrónicos para cumplir las diversas exigencias del mercado de radio/audio de alta fidelidad estéreo. Esto ha dado lugar al desarrollo de diversidad de unidades con una gran variedad de prestaciones, características, combinación de funciones y estilo. Unos costos de fabricación reducidos y un aumento de fiabilidad de estos equipos son los resultados del amplio uso de Circuitos Integrados, ahora disponibles para realizar la mayor parte de las funciones de circuitería activa. El empleo de CI's ha permitido asimismo un cambio en el estilo y la forma, cajas más delgadas, micro-torres y control por microcomputador.

Obviamente, las características de los CI's deben cumplir los "standars" establecidos para reproducción de sonido en alta fidelidad.

Para minimizar los costos de fabricación, deben permitir también una flexibilidad de diseño suficiente para lograr que se emplee la misma combinación de CI's en toda clase de equipos sin incurrir en la penalización de redundancia parcial de circuitería.

Con objeto de minimizar el número de componentes discretos necesarios, se debe seguir una aproximación a los sistemas durante el diseño de los CI's. Estas consideraciones forman las bases de la filosofía con que se ha diseñado la amplia gama de CI's de audio y radio en alta fidelidad, que se muestran en la figura 1. Para la sección de FM del sintonizador tenemos un CI en el mezclador, otro para el amplificador de FI y demodulador de cuadratura, y un tercero para el decodificador estéreo PLL. El canal de AM está contenido en su totalidad en un CI. Se puede elegir entre dos CI's para proporcionar una tensión estabilizada de sintonía para sistemas de sintonía por diodos de capacidad variable. Para preamplificadores de audio, hay tres selectores de fuente/filtros activos y tres circuitos para control por tensión continua de tono, volumen y balance.

CI's adicionales permiten la construcción económica de etapas de salida de potencia, sistemas de control de motor, punteros electrónicos, y radios controladas por microcomputador con algunas prestaciones adicionales tales como control remoto.

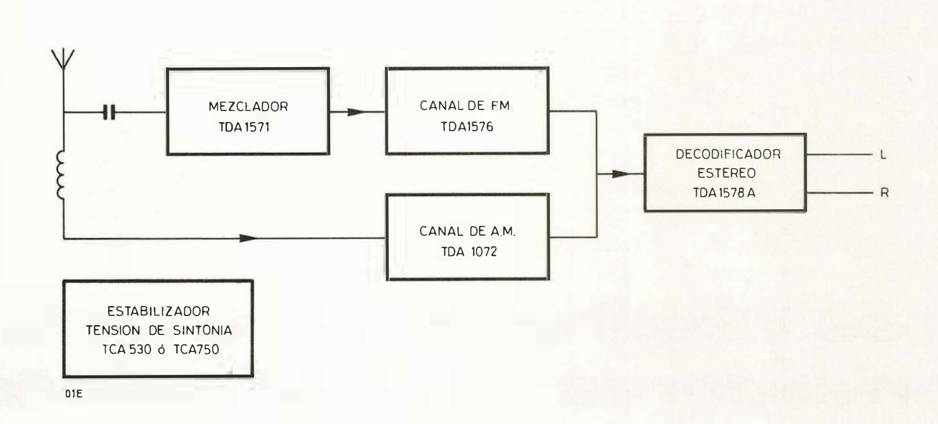
Debido a que tantos circuitos no se pueden tratar con la suficiente extensión en un sólo artículo, éste solo mostrará como usar nuestros CI's en la selección de R.F. de las radios de alta fidelidad, sintonizadores y centros musicales. Se presentan tres circuitos que usan la misma combinación de CI's; un circuito económico, uno de altas prestaciones, y basado en éste último, un sintonizador de alta fidelidad controlado por microcomputador con sintetizador de frecuencia, busqueda de sintonía, visualización digital de frecuencia y control remoto.

## EXIGENCIAS DE LAS RADIOS DE ALTA FIDELIDAD

Hay unos requerimientos básicos que toda radio de alta fidelidad debe cumplir. Parte de estos están de acuerdo con los objetivos standard de alta fidelidad nacional e internacional, y regulaciones tales como DIN 45500, IEC 268, IEC 581, Amtsblatt 69 y los requerimientos de la FTZ. Por ejemplo, el amplificador de F.I. en el canal de FM debe tener una buena característica de limitación, de forma que haya un nivel de entrada constante al demodulador en un amplio margen de tensión de antena. Esta limitación elimina el ruido y suprime la modulación de amplitud que de otra forma se oiría en el sonido estéreo recuperado.

Una radio de alta fidelidad debe pasar también pruebas críticas subjetivas (escucha). Por ejemplo, se debe prestar una cuidadosa atención al silenciador del silbido causado por cambios rápidos en la intensidad de la señal de antena, a la supresión del ruido entre estaciones y en la brusca pérdida de recepción que ocurre cuando se sintoniza en la banda de FM.

Estos puntos son particularmente importantes porque la salida de audio de un sintonizador de alta fidelidad se amplifica hasta un nivel de varios cientos de vatios y el oyente encontraría intolerable el ruido entre estaciones altamente amplificado. En nuestros CI's de radio para FM en alta fidelidad, se ha prestado una especial atención a la eliminación de estos ruidos usando un sistema silenciador muy efectivo que está controlado a la vez por la intensidad de señal y por la salida de un nuevo detector de ruido y de sintonía.




## OTROS CIRCUITOS BIPOLARES

**Amplificadores para lectura de disco**

NE542 amp. op. dual para ecualizador RIAA
NE5533 amp. op. dual para ecualizador RIAA

**Funciones de audio controladas por C.C.**

TDA1028 selector dual de fuentes estéreo de 2 entradas para filtros y conmutación mono/estéreo.
TDA1029 selector de fuentes de 4 entradas estéreo
TDA1527 selector de fuentes estéreo de dos entradas para filtros y conmutación mono/estéreo
TCA730A control de balances y volumen estéreo
TCA740A control de graves y agudos estéreo
TDA1074A potenciómetro dual estéreo para volumen + balance ó agudos + graves.

**CIs de potencia de audio e híbridos**

TDA1512 7 W rms sobre 8 ohmnios $@\ d_{tot} = 0{,}05\%$ ó
15 W rms sobre 4 ohmnios $@\ d_{tot} = 0{,}05\ \%$
OM931 30 W rms sobre 4 ó 8 ohmnios $@\ d_{tot} = 0{,}02\ \%$
OM961 60W rms sobre 4 ó 8 ohmnios $@\ d_{tot} = 0{,}02\ \%$.

**Punteros electronicos**

TDA1569 6LEDs } para visualización de sintonía y de
TDA1594 11LEDs } intensidad de señal.

**Control de velocidad de motor PLL**

TDA153 para giradiscos, grabadoras de cassette y grabadoras de bobina

**Control remoto**

TDB2033 amplificador receptor de IR remoto controlado en ganancia

**Sintetizador de frecuencia**

SAA1057 sintetizador de frecuencia PLL para sintonía de radio

**Excitador de visualizador**

SAA1060 32 segmentos LED
SAA1062 20 salidas estáticas para LCD

## CIRCUITOS MOS

**Excitadores de visualización**

PCE2100 40 segmentos LCD }
PCE2110 60 segmentos LCD + 2 LEDs } en modo duplex
PCE2111 64 segmentos LCD }
SAA1061 16 salidas estáticas para LED y conmutación de funciones.

**Microcomputadores de 8 bits en una sola patilla.**

MAB8021 con 1K byte ROM y encapsulado de 28 patillas
MAB8048 con 1K byte ROM y encapsulado de 40 patillas
MAB84XX familia NMOS con memoria ROM de 0,5 a 4K byte, y bus I²C
MAB85XX familia CMOS con ROM de 0,5 a 4K byte y bus I²C

**Memorias**

PCD8571 memoria CMOS de 128 x 8 bit con I/O
PCB1400 EEPROM de 100 x 16 bit con I/O serie

**Receptores de control remoto**

SAB3023 receptor y memoria analógica
SAB3033 receptor y memoria analógica
SAB3042 receptor y decodificador con C-bus
SAB3028 receptor y decodificador con bus I²C

**Reloj/temporizador**

SAB3019 Reloj/temporizador con I/O serie

**Transmisores de control remoto**

SAB3021 2 x 64 comandos
SAB3027 32 x 64 comandos

**Figura 1. Nuestra gama de circuitos integrados para radios y sintonizadores de alta fidelidad.**

Este es el primer sistema silenciador de varios caminos que suprime tambien de forma muy efectiva el ruido entre dos señales fuertes muy juntas, incluso en areas de recepción difícil de FM donde se deben usar instalaciones críticas de antena.

El sonido en alta fidelidad se puede reproducir únicamente a partir de las transmisiones de radio en la banda de FM. Para abastecer a las áreas con insuficiente cobertura de FM, las radios y sintonizadores de alta fidelidad incorporan a menudo un canal de AM. que pueda recibir transmisiones desde una gran distancia. El canal de A.M. debe tener una gran sensibilidad de entrada y un amplio margen dinámico, de manera que puedan recibirse señales débiles con una señal fuerte adyacente. Nuestro canal de AM totalmente integrado en un solo circuito, que requiere muy pocos componentes adicionales para el montaje de una sección de a.m. con sintonía electrónica (diodos de capacidad variable), o mecánica, cumple todas estas exigencias.

## Requerimientos generales para radios y sintonizadores de alta fidelidad

- Insensibilidad a variaciones de tensión de red y al zumbido de red.
- Supresión de la imagen de F.I. y del 2º y 3er (A.M.) o 9º y 10º (F.M.) armónicos de la F.I. para evitar silbidos.
- Rechazo de las señales de antena que caen dentro de la banda de paso de las F.I. de A.M. y F.M.
- Conmutación sencilla entre los canales de A.M. y F.M.
- Extracción sencilla, y conexión libre de realimentaciones de las señales del oscilador local para excitar a los visualizadores de frecuencia y a los sintetizadores en sistemas de sintonía electronica.

## Requerimientos para el canal de A.M.

- Gran sensibilidad de entrada y amplio margen dinámico
- Baja distorsión desde la entrada de antena a la salida de audio.
- Amplio margen del C.A.G.
- Prevención de modulación de cruce entre las señales débiles y señales fuertes adyacentes.

## Requerimientos para el canal de F.M.

- Una alta relación señal/ruido y una baja distorsión desde la entrada de antena a la salida de audio.
- Bajo ruido y gran supresión de A.M. en el amplificador de F.I. Esto exige una limitación a bajo nivel de manera que la señal de entrada al demodulador permanezca constante sobre un amplio margen de señal de antena empezando desde un nivel de 1μV.
- Un nivel de salida de audio de por lo menos 0,5V del decodificador estéreo cuando la desviación de F.M. es de 40 kHz.
- Separación de canal estéreo de por lo menos 40 dB a 1 kHz.
- La transición de mono a estéreo (separación de canales) debe poderse controlar de forma suave en función de la intensidad de la señal.
- Baja modulación de cruce entre señal piloto y las señales de audio.
- Una tensión que indique la intensidad de señal, que permanezca logarítmica sobre varias décadas de la tensión de entrada de antena debe estar disponible en el amplificador de F.I.
- Un sistema silenciador de ruido que esté controlado por la intensidad de señal, el ruido y la desintonía.
- Un sistema de C.A.F. que se pueda desconectar durante la sintonía.
- Un método sencillo para superponer la tensión de C.A.F. en la de sintonia en radios y sintonizadores sin sintetizador de frecuencia P.L.L.

Los circuitos integrados que se muestran en la figura 1 cumplen todas estas exigencias y permiten una flexibilidad de diseño suficiente para que se pueda usar la misma combinación de CI's en equipos económicos ó bien en radios y sintonizadores hi-fi de altas prestaciones que pueden ser manejados manualmente o bien controlados por microcomputador.

Los diferentes standard en cuanto a las prestaciones de baja señal para estas dos categorias se obienen por variación de la circuitería periférica. Todas las radios descritas en este artículo consisten, por lo tanto, en un circuito básico de radio de alta fidelidad, en el que se pueden añadir los adecuados sintonizadores de F.M., filtros, y bloques de selectividad para obtener las prestaciones exigidas en cada caso.

## PARTE STANDARD DEL CIRCUITO DE RADIO HI–FI

En la figura 2 se muestra la parte estándar del circuito de radio de alta fidelidad. Esta formado por un amplificador de f.i. de FM y demodulador, TDA 1576, un decodificador estéreo PLL, TDA 1578A, y un canal de A.M. TDA 1072. Los componentes para el preamplificador de f.i. de FM, la red desplazadora de fase de 90º para el demodulador f.m., el filtro PLL para el decodificador estereo y los bloques del filtro del tono piloto de la figura 2 varían para las versiones de la radio económica y de altas prestaciones y se tratarán posteriormente por separado.

## Amplificador de f.i. de FM y demodulador

La salida de f.i. del sintonizador de FM está acoplada a la entrada del amplificador de f.i. y demodulador de FM de cuadratura, TDA 1576, a través de un preamplificador de f.i. de componentes discretos y un filtro cerámico. El preamplificador de f.i. asegura una buena supresión de A.M., incluso durante la recepción de señales débiles, y compensa las pérdidas de inserción del filtro cerámico. El amplificador de f.i. completamente integrado de cuatro etapas limitadoras simétricas del TDA 1576 tiene una sensibilidad de entrada de 22μV a 3 dB antes de la limitación y una relación señal/ruido de 90 dB ($\triangle$ f = ± 75 kHz, deénfasis = 50 μs) con una señal ($\triangle$ f = ±22.5 kHz, m = 0,3, f mod = 1 kHZ) sobre la mayor parte del margen de señal de entrada del amplificador de f.i. El amplificador de f.i. está seguido por un atenuador de silenciamiento (que no se usa en radios de alta fidelidad) y un demodulador de cuadratura que está integrado por entero a excepción de la red desplazadora de fase de 90º. La radio genera mucho menos ruido durante la sintonia y la recepción de señales débiles que

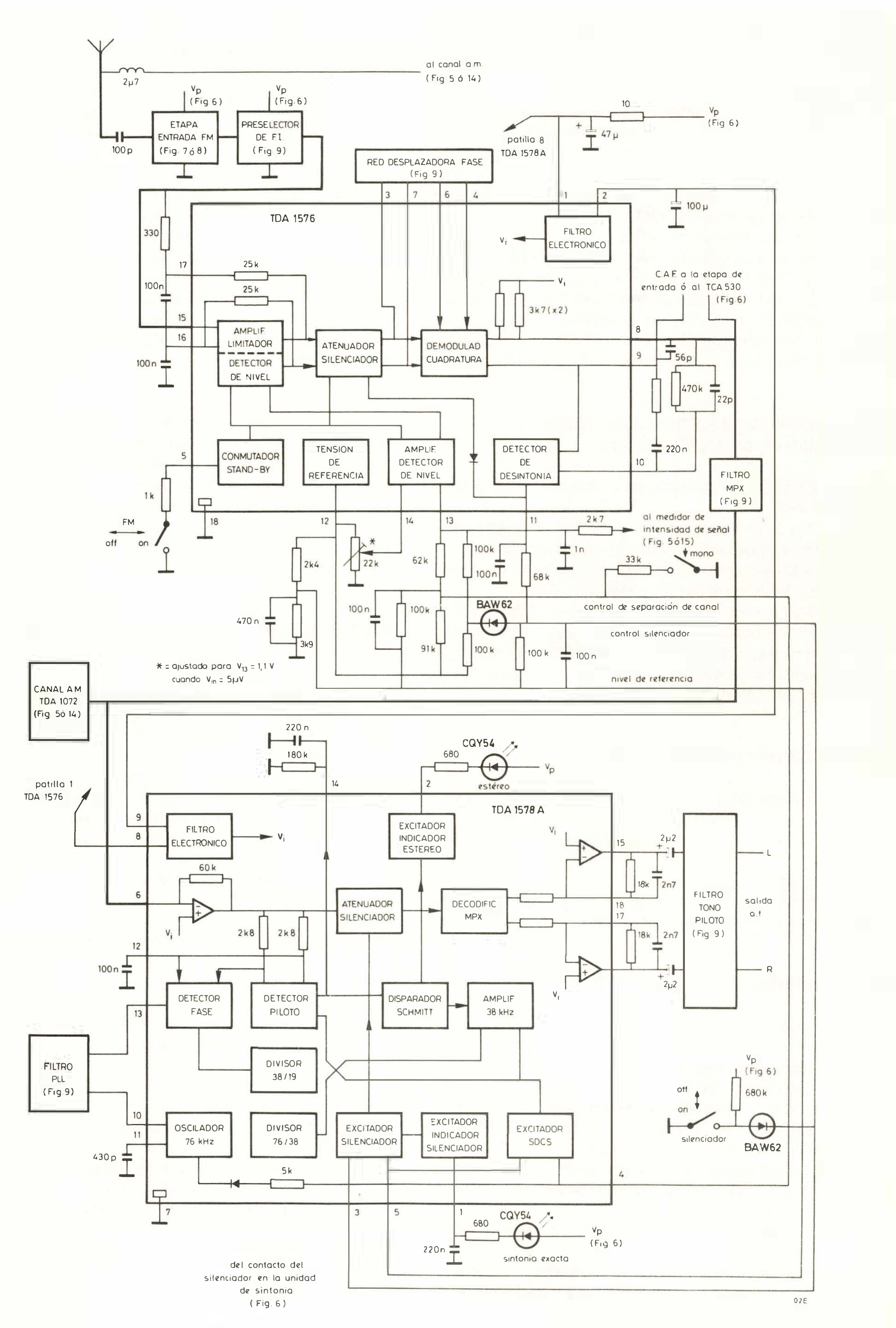



**Figura 2. La parte estándar del circuito de radio de hi-fi.**

los sistemas convencionales de alta ganancia con detectores de cuadratura. Esto es debido a un atenuador de silenciamiento único y de rapida acción en el decodificador estéreo TDA 1578A. El amplificador/detector de nivel, y detector de sintonía del TDA 1576 excita este sistema de silenciador que se describirá más tarde separadamente. La salida del amplificador/detector de nivel de la patilla 13, que es una función logarítmica de la intensidad de señal sobre varias decadas de la tensión de entrada de antena, se usa también para excitar a un medidor de intensidad de señal de 1 mA a fondo de escala.

Otras características del TDA 1576 incluyen una salida simétrica de C.A.F. con baja dispersión y desplazamiento de tensión continua, filtrado electrónico de la alimentación para eliminar el zumbido en la salida MPX, y un conmutador interno de espera ("stand by") que permite una conmutación A.M./F.M. sencilla conectando la patilla 5 al retorno común.

## Decodificador estereo PLL

En el decodificador estéreo PLL multiplex de división en el tiempo TDA 1578A, la señal MPX estéreo demodulada del TDA 1576 se amplifica en corriente por un seguidor de emisor en el preamplificador y se lleva al detector de fase que forma parte de un lazo enclavado en fase (PLL). La frecuencia de la salida de 76 kHz del oscilador controlado por tensión (VCO) en el PLL es dividida por dos hasta 38 kHz, y dividida por dos otra vez mediante un biestable para proporcionar dos señales de 19 kHz en antifase. Una de estas señales es la otra entrada del detector de fase del PLL. La salida de dicho detector se lleva, a traves del filtro del PLL entre las patillas 13 y 10, al VCO para controlar su frecuencia hasta precisamennte 76 kHz, cerrando así el lazo. El filtro del PLL determina el ancho de banda del lazo de realimentación y reduce la distorsión que puede ocurrir debido a una modulación de cruce entre la señal deseada y el tono piloto estéreo. Durante la recepción de A.M., no se desconecta el VCO en el PLL porque tiene una forma de onda triangular y el condensador del oscilador presenta una carga muy pequeña. Si se aplican 6V a la patilla 4, se convierte en un punto de prueba en el cual está disponible la salida del VCO para el proceso de ajuste. El coeficiente de temperatura sin compensar de la frecuencia libre de oscilación del VCO es tipicamente cero con dispersiones de 100 p.p.m/ºC.

La señal de entrada MPX al TDA 1578A y la segunda salida de 19 kHz del divisor en el PLL se aplican a las entradas del detector de presencia de piloto. Cuando el PLL está enclavado, el detector de presencia de piloto genera un nivel de continua para activar el disparador de Schmitt de mono/estereo. Aunque el nivel de conmutación de este disparador de Schmitt es proporcional a la tensión de alimentación, está compensado frente a variaciones en la tensión de alimentación porque el nivel de salida de audio del demodulador de F.M. de cuadratura del TDA 1576, tiene el mismo grado de dependencia de la tensión de alimentación. El disparador de Schmitt mono/estéreo tiene dos funciones; enciende el LED de estéreo por medio del excitador del indicador estéreo, y conecta la salida de 38 kHz (subportadora estéreo regenerada), desde la primera parte del divisor del VCO, al decodificador MPX donde se usa para la demodulación síncrona de las señales estéreo L y R. La conmutación mono/estéreo y la separación de canal estéreo estan controladas en función del nivel, dependiente de la intensidad de la señal, que se aplica al bloque SDCS (separación de canal dependiente de la señal) en la patilla 4. Este bloque conecta y desconecta el detector de piloto (mono/estéreo) y regula la amplitud de la subportadora regenerada de 38 kHz que se aplica al decodificador MPX para controlar la separación de canal estéreo. El detector de piloto se desconecta (mono) cuando la diferencia entre la tensión de referencia de la patilla 5 y la tensión de control de la patilla 4 es mayor de 275 mV. Se conecta cuando la tensión diferencia entre las patillas 4 y 5 se reduce a 250 mV. El control de separación de canal se pone en marcha cuando la tensión entre las patillas 4 y 5 ha caido hasta los 200 mV, y se consigue una separación completa entre canales cuando la tensión entre las patillas 4 y 5 alcanza los 0 V. Las caracteristicas del control SDCS estan determinadas por la tensión de referencia de la patilla 5 y el valor de los componentes entre el detector de nivel en el TDA 1576 y la patilla 4 del TDA 1578A. En el circuito que se muestra, la separación de canal se controla de forma suave entre niveles de entrada desde 5µ V. (0 dB de separación) hasta 100µ V (separación completa).

El de énfasis de las señales de audio estereo, izquierdo y derecho, se realiza por medio de los condensadores en la salida del decodificador estéreo, patillas 15 y 16. Ya que las resistencias en estas patillas fijan la ganancia total del decodificador, la dispersión de ganancia total del decodiffi-cador, la dispersión de ganancia depende únicamente de componentes externos.

## Sistema de silenciador de ruido

El propósito de todas las radios de F.M. de alta fidelidad es reproducir todas las transmisiones recibidas con alta fidelidad. Sin embargo, en la práctica, ni siquiera las radios con las más altas prestaciones pueden proporcionar la calidad adecuada de reproducción si la intensidad de la señal recibida cae por debajo de un cierto umbral, o cuando está presente una interferencia. Es deseable por lo tanto que la radio incorpore un sistema silenciador que inhiba la salida de audio en condiciones de baja señal o de interferencias pero nno reaccione en el caso de una relación señal/ruido alta. El sistema silenciador de ruido contenido en los circuitos integrados para radio de alta fidelidad TDA 1576 y TDA 1578A no solamente cumple estos requerimientos sino que también elimina las siguientes formas de interferencias particularmente problemáticas.

- Ruido audible excesivo cuando la radio no está sintonizada a ninguna emisora o cuando esta sintonizada a una señal muy débil.
- Ruido entre estaciones durante la sintonia. Esto es particularmente molesto entre dos estaciones que transmiten en una frecuencia con una separación muy estrecha.
- Respuestas laterales por encima y por debajo de la frecuencia central de la estación deseada.
- Distorsión armonica causada por una sintonia poco precisa.

Básicamente, el sistema silenciador que se muestra en la figura 3 consiste en un atenuador de audio en el TDA 1578 excitado por tensiones de control del detector de nivel de señal, y del detector de ruido/sintonía del TDA 1576. El TDA 1576 proporciona a su vez un nivel fijo de 5,3 V. en

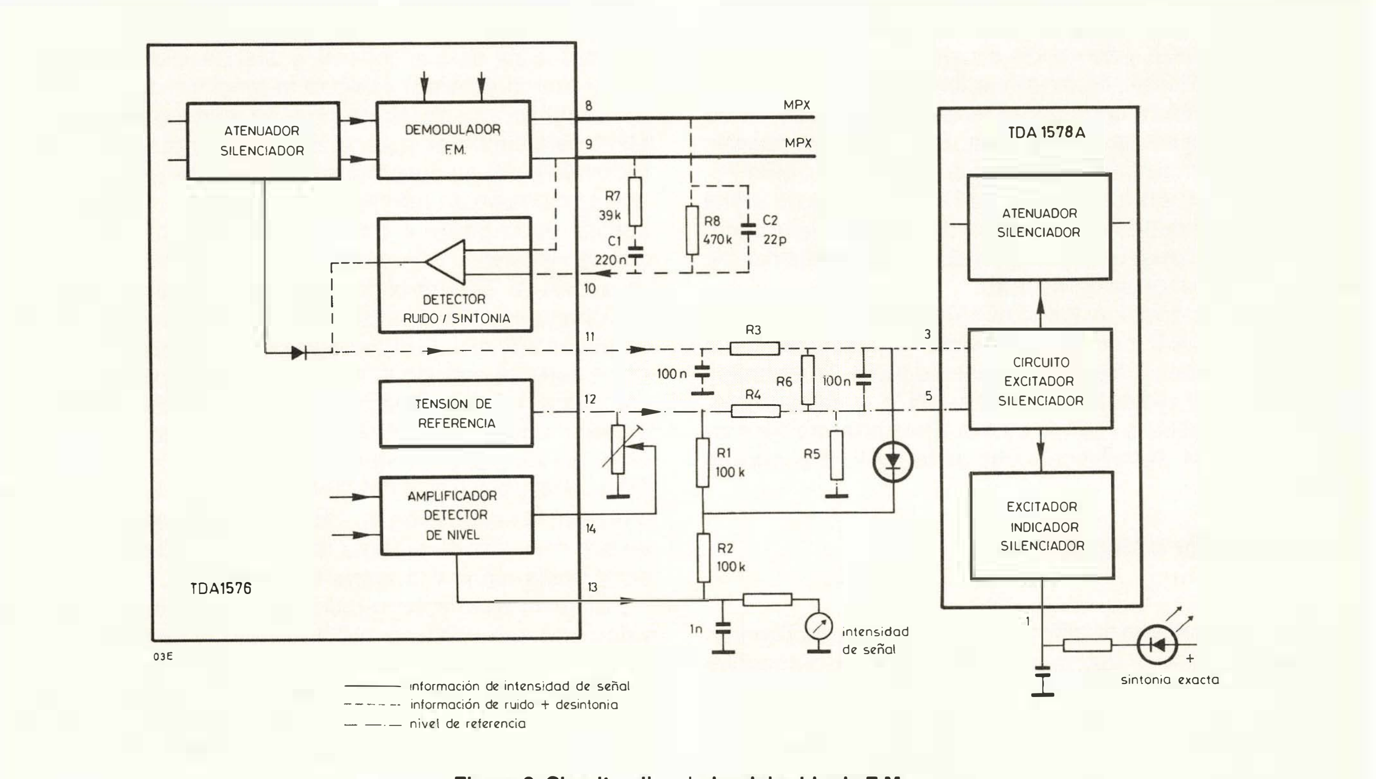



**Figura 3. Circuito silenciador del ruido de F.M.**

la patilla 12 a la cual estan referidas ambas tensiones de control. Ya que una porción de esta tensión de referencia se aplica también al circuito excitador del silenciador en la patilla 5 del TDA 1578A, el sistema del control del silenciador esta automáticamente compensado frente a fluctuaciones de la tensión de alimentación y de la temperatura de trabajo. El margen de atenuación de audio va desde 0 dB hasta 80 dB para un margen de la tensión de control del silenciador desde 0V. hasta –0,5 V entre las patillas 3 y 55 del TDA 1578A.

El detector de nivel de señal en el TDA 1576 genera una tensión continua de control del silenciador en la patilla 13 del TDA 1576. Esta tensión es una función logarítmica de la intensidad de señal sobre varias décadas de la tensión de entrada de radio frecuencia. Como se muestra en la figura 4, el potenciómetro de ajuste entre la patilla 14 y la tensión de referencia de la patilla 12 se fija para un nivel de control en la patilla 13 de 1,1V para un nivel de entrada de radio frecuencia de 5$\mu$ V. La variación de tensión de la patilla 13 completa, se usa para excitar el medidor de intensidad de señal. El margen de tensión por debajo de 1,1 V controla el sistema silenciador.

La señal de control, dependiente del nivel de señal, se lleva desde la patilla 13 del TDA 1576 a la entrada de excitación del silenciador en la patilla 3 del TDA 1578A, a través del diodo D1 y el divisor de tensión R1/R2 que fija la pendiente de la característica de la tensión de control del silenciador. Si subimos la relación de resistencias R1/R2 aumenta el margen de tensión de entrada de radio frecuencia necesaria para cubrir el margen del silenciador de 0 dB hasta 80 dB. El diodo D1 evita que la tensión de la patilla 13 active el sistema silenciador durante la recepción de señales fuertes de radio-frecuencia. La tensión de control del silenciador se obtiene entonces únicamente del detector de ruido/desintonía en el TDA 1576.

Como ya se explicó anteriormente, una sintonía imprecisa, derivas de sintonía e interferencias, pueden causar recepción de pobre calidad, incluso en estaciones con una adecuada intensidad de señal. En estas condiciones el detector de ruido/sintonía del TDA 1576 genera una tensión de control del silenciador, en la patilla 11 a partir de las entradas que recibe del demodulador de F.M. Si la radio está sintonizada de forma inexacta, está presente un nivel de tensión continua en la salida del demodulador de F.M., entre las patillas 8 y 9 del TDA 1576. Este nivel de tensión continua es 0V para una sintonía correcta y, en la aplicación descrita, es más o menos 850 mV cuando la radio está desintonizada por 100 kHz. Su polaridad no importa ya que

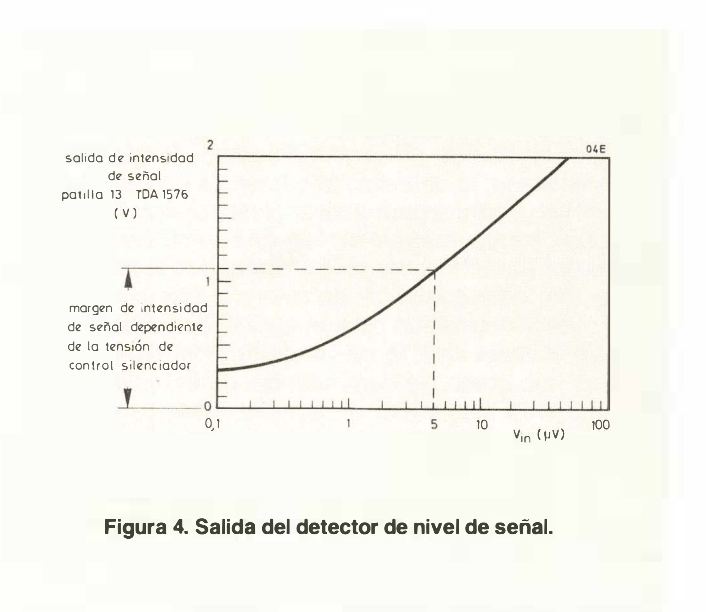
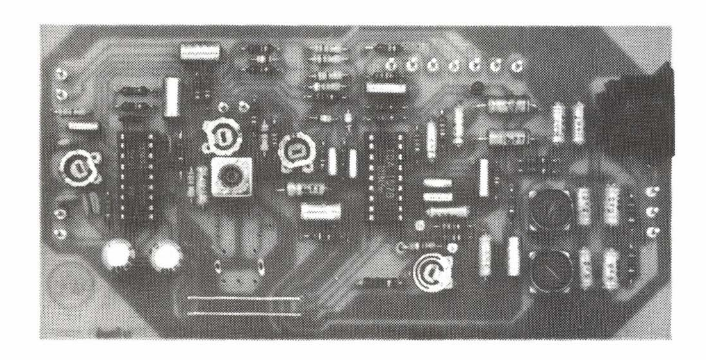



**Figura 4. Salida del detector de nivel de señal.**

el detector de ruido/sintonía recibe automáticamente el valor absoluto. Debido a que los condensadores C1 y C2 se pueden considerar como un circuito abierto para la corriente continua, la tensión continua de la patilla 8 se pasa a través de R8 a la entrada del detector de ruido/desintonía de la patilla 10. Este detector genera por lo tanto una tensión de control de silenciador en la patilla 11 que es proporcional a la excitación de la desintonía. Esta tensión de control se pasa, a través del divisor de tensión R3/R6 a la entrada del circuito excitador del silenciador en la patilla 3 del TDA 1578A. Además de controlar la atenuación del silenciador, el circuito excitador tambien activa un excitador de indicación de silenciamiento para controlar el LED conectado a la patilla 1. Este indicador se enciende cuando el silenciamiento es menor de 1dB, para indicar una sintonía correcta. En la practica, las salidas MPX del demodulador de F.M. en las patillas 8 y 9 no son tensión continua pura sino tambien contiene la modulación de la señal recibida (hasta 53 kHz en transmisiones estéreo) y, en algunos casos, componentes de interferencia que pueden llegar hasta 200 kHz, dependiendo del ancho de banda del amplificador de F.M. Debido a que el detector de ruido/desintonía funciona como un detector de pico para entrada de corriente alterna, se debe permitir que la interferencia de alta frecuencia llegue hasta su entrada pero, para evitar un silenciador que dependa de la modulación, la modulación de baja frecuencia no debe llegar a su entrada. Una entrada del detector de ruido/sintonía está conectada internamente a la salida del demodulador de F.M. y la otra entrada esta conectada externamente a través de la patilla 10. Esta disposición permite que se interponga un filtro de banda rechazada, que proporcione 20 dB de atenuación entre 3 Hz y 80 kHz, entre las salidas del demodulador de F.M. y la entrada del detector de ruido/desintonía. El limite inferior de 3 Hz de la banda rechazada se fija por la red serie R7/C1 y el limite superior de 80 kHz se fija mediante la red paralela R8/C2. El detector de ruido/desintonía funciona por lo tanto a plena sensibilidad para señales de salida del demodulador de F.M. por debajo de los 3 Hz (desintonía) ó entre 80 kHz y 200 kHz (interferencias), pero su sensibilidad se reduce en 20 dB para señales de salida del demodulador de F.M. dentro del margen de frecuencia de 3 Hz a 80 kHz (modulación).

La patilla 11 del TDA 1576 sirve también como entrada para el atenuador de silenciamiento del TDA 1576. Esta propiedad de silencinamiento no se usa en radios de alta fidelidad estéreo. Se usa en radios de F.M., mono, para permitir que el silenciamiento dependa únicamente de la intensidad de la señal. Se activa cuando la tensión en la patilla 11 es menor de 0,7 V.



El canal de F.M. para la versión económica de la radio de hi-fi

## El canal de a.m.

El TDA 1072 realiza todas las funciones del canal de A.M. necesarias entre la antena y las etapas de ampliación de audio de una radio. Su capacidad de manejo, con baja distorsión. de una amplia gama de señales de entrada y sus muchas prestaciones adicionales lo hacen apropiado para su uso en el circuito que se muestra en la figura 5, que está sintonizado por condensador variable sobre la banda de onda media (510 kHz a 1620 kHz) y se usa a la vez en la versión económica y en la versión de altas prestaciones de la radio.

La entrada de antena se acopla al preamplificador de r.f. de las patillas 14 y 15 por medio de un circuito LC simplemente sintonizado. Se puede manejar señales de hasta 1,3 V. moduladas al 80% con una distorsión menor del 3%, y la distorsión baja hasta 0,3% para señales de entrada por debajo de los 300 mV.

Esta baja distorsión se debe fundamentalmente al empleo de un detector balanceado de onda completa con un filtro interno de f.i.

El rechazo de f.i. es >60 dB sobre la mayor parte de la banda de onda media (510 kHz a 1620 kHz). El mezclador completamente simétrico es fundamental para conseguir esta prestación. Para una mezcla exacta, es deseable que la amplitud de la señal de oscilador local sea independiente de la frecuencia sintonizada. La salida del oscilador local en la patilla 12 está controlada por lo tanto a un nivel típico de 140 mV hasta una frecuencia de 50 MHz.

La selectividad f.i. está concentrada en un filtro híbrido que comprende un circuito LC sintonizado seguido por un filtro cerámico de segundo orden a la salida del mezclador. El circuito LC evita la distorsión de intermodulación que ocurriría si la radio se desintonizara durante la recepción de una señal fuerte. El lazo de C.A.G. contiene un filtro de segundo órden que comprende dos resistencias internas al circuito integrado y dos condensadores exteriores conectados a la patilla 7 y 8. Los valores de los componentes del filtro se han escogido para reducir la distorsión armónica a bajas frecuencias sin causar demasiado retardo en el C.A.G. Los niveles de arranque del C.A.G. para las tres etapas controladas (el preamplificador de r.f. y las dos etapas de f.i.) estan determinadas internamente y son independientes, por lo tanto, de las dispersiones de componentes externos. El margen de control del C.A.G. es de 90 dB para un cambio en el nivel de salida de audio de 6 dB.

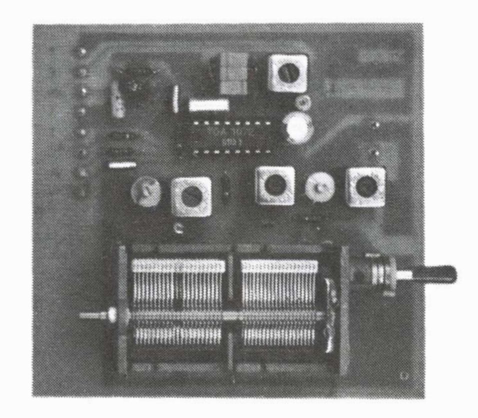
Una salida de corriente continua amplificada que es función logaritmica de la tensión de entrada de antena está disponible en la patilla 9 para excitar a un medidor de intensidad de señal con una corriente máxima de 2 mA.

Con una entrada de 500 mV entre las patillas 14 y 15, la salida de intensidad de señal típica en la patilla 9 es de 2,8 V. El TDA 1072 se conecta y desconecta (selección de banda AM/FM) mediante un conmutador de espera interno que se activa conectando la patilla 2 al retorno común.

La salida de la patilla 6 pasa a traves de un filtro paso bajo RC de segundo orden que limita la señal demodulada al margen audible.

1k8
800µ
1n
22p
27p
10p a 510p
510p
22
22p
33p
12p a 440p
100n
+ de la patilla 13
2k2
56p
3n9
T1
SFZ460
0,47µ
TDA1072
3k
6k (x2)
$V_i$
PREAMPLIFICADOR H.F CONTROLADA
MEZCLADOR BALANCEADO
AMPLIFICADOR F.I. CONTROLADA
DETECTOR DE ONDA COMPLETA BALANCEADO
AMPLIFICADOR DE AUDIO
3k5
12k
180k
10n
10n
3n3
salida de audio al decodificador estéreo
C.A.G. AMPLIFICADOR
c.a.g.
OSCILADOR LOCAL
EXCITADOR INDICADOR
7k4
7k1
22µ
2µ2
10
$V_p$ (Fig. 6)
100µ
ALIMENTACION
100
CONMUTADOR STAND-BY
200
2k7
a.m.
f.m.
no usado
del canal de f.m. (fig. 2)
intensidad de señal (1mA f.s.d.)
05E

**Figura 5. Canal de A.M. para las versiones económica y de altas prestaciones.**



**Canal de A.M. para la versión económica y de altas prestaciones de la radio de hi-fi**

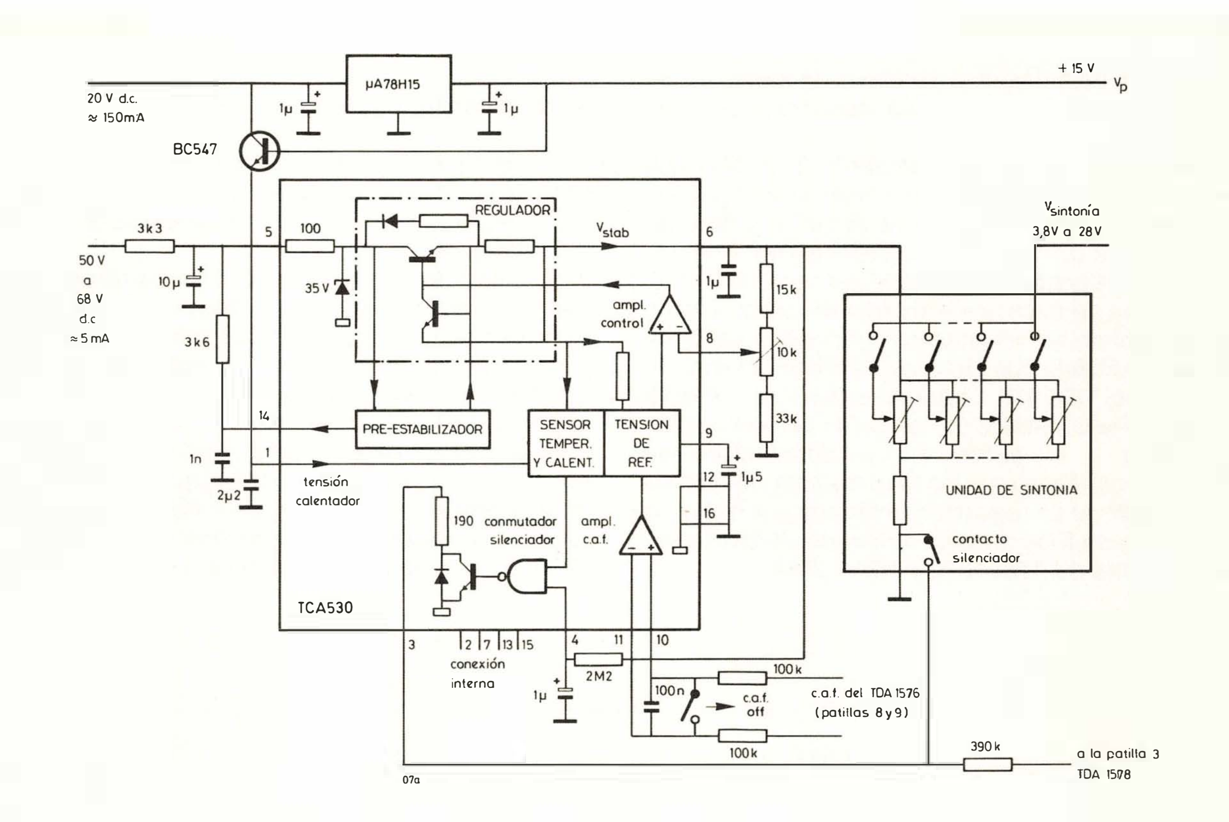



**Figura 6.**

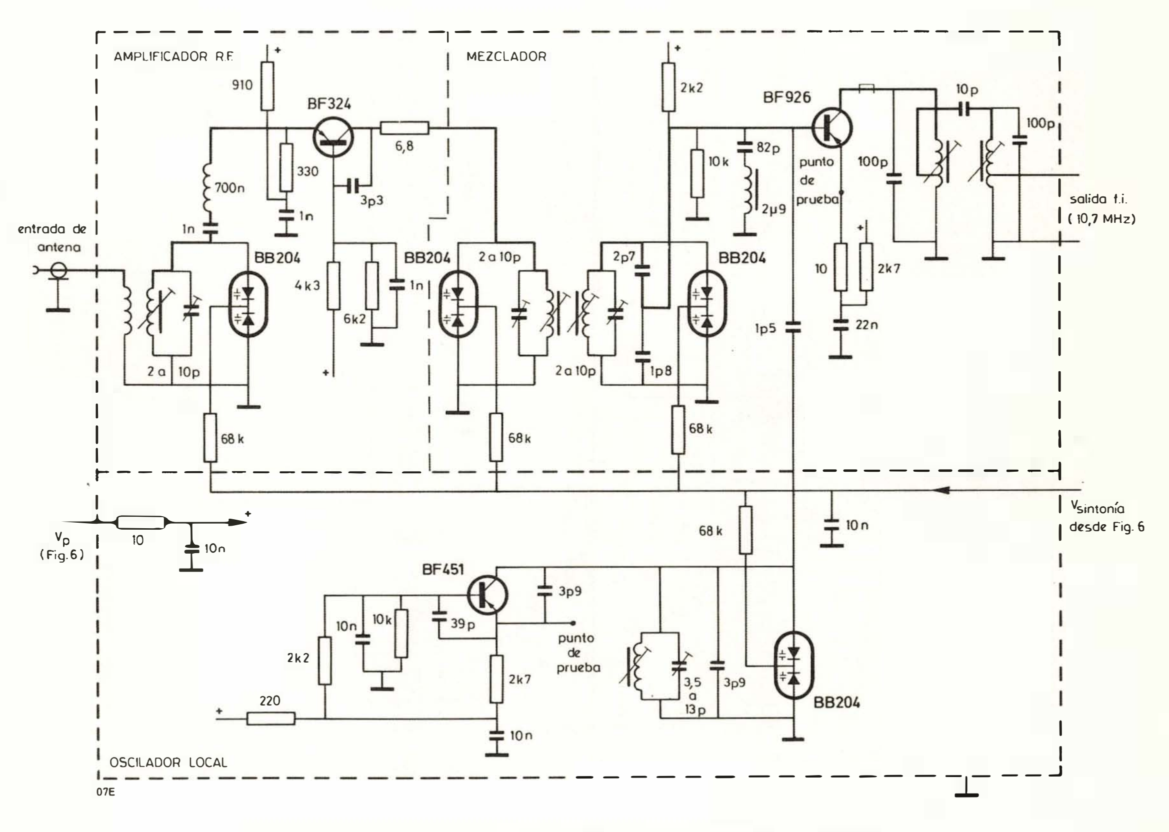



**Figura 7. Sección de entrada de F.M. para la versión económica.**

## La fuente de alimentación

En la figura 6 se muestra el circuito de la fuente de alimentación para radios con sintonía electrónica pero sin sintetizador PLL.

El estabilizador de tensión integrado TCA 530 que incorpora un diodo de referencia de tensión interno proporciona un nivel constante de tensión de sintonía compensada en temperatura con el C.A.F. superpuesto para los diodos de sintonía de capacidad variable del canal de F.M. El circuito incorpora también un calentador del cristal interno y un conmutador de silenciamiento que inhibe la salida de audio de la radio hasta que se ha estabilizado la temperatura del cristal del TCA 530. La duración del silenciamiento se prolonga por la constante de tiempo de la combinación RC conectada a la patilla 4. La alimentación de 15 V de tensión continua para los circuitos integrados de la radio se obtienen de un regulador de tensión $\mu$ A78H15, la salida del cual pasa a los circuitos de filtrado electrónico incorporados dentro del TDA 1576 y TDA 1578A.

## VARIANTES DE CIRCUITO PARA LAS RADIOS HI-FI

### Sintonizadores de F.M.

En la figura 7 se muestra el sintonizador de F.M. con sintonía por diodos de capacidad variable para la versión económica de la radio. Cubre la banda de V.H.F. de 87,5 MHz hasta 108 MHz.

La señal de antena se lleva, a traves de un filtro de entrada, al amplificador de radio frecuencia que funciona en modo de base común. Debido a la alta corriente de trabajo (4 mA) de este transistor, su ganancia es tan alta que el acoplamiento a los circuitos sintonizados de entrada y salida puede ser ligero, dando lugar a unas buenas características de manejo de gran señal, bajo ruido y buena supresión de sintonía repetida. En la figura 8 se muestra el sintonizador de F.M. sintonizado por diodos de capacidad variable para la versión de altas prestaciones. El empleo de un MOSFET de doble puerta como amplificador de radio-fre-

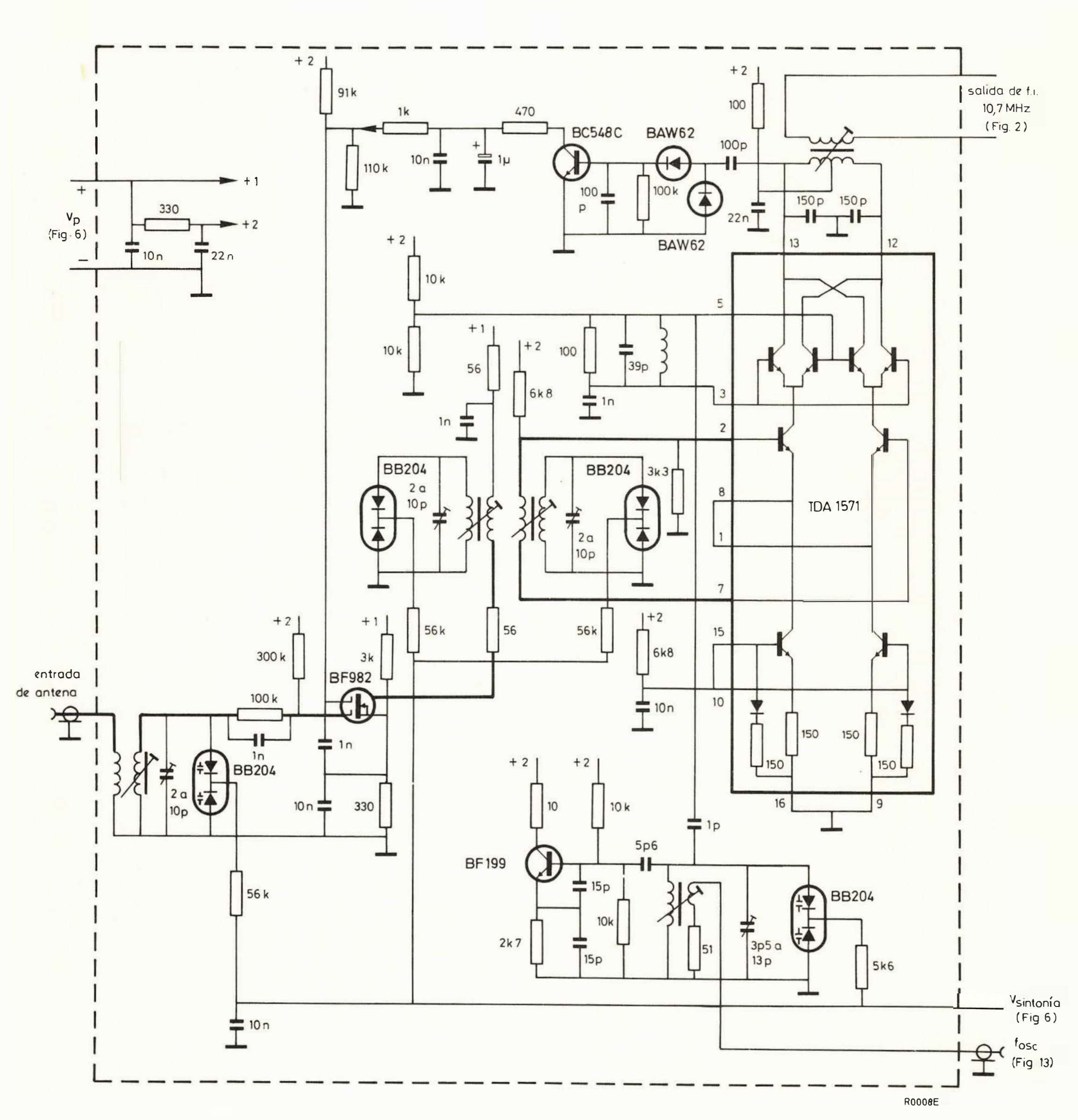



**Figura 8. Sección de entrada de F.M. para la versión de altas prestaciones.**

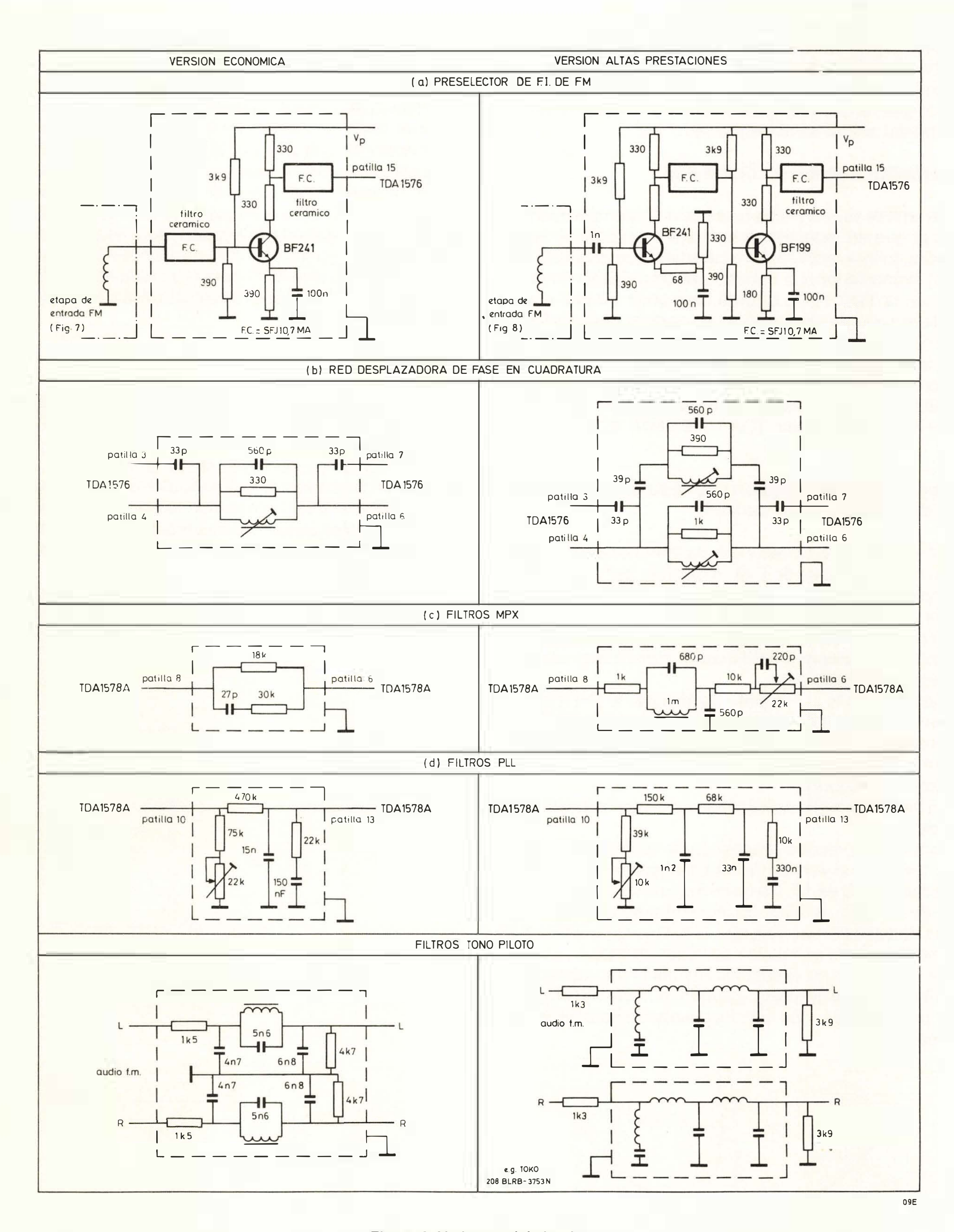



**Figura 9. Variantes del circuito**
**(a) preamplificador de f.i.;**
**(b) redes desfasadoras en cuadratura por el demodulador de F.M.;**
**(c) filtros MPX;**
**(d) filtros PLL;**
**(e) filtros de tono piloto.**

cuencia da lugar a un factor de ruido de 4 dB que es una mejora de 2 dB sobre el sintonizador económico.

Para mejorar la capacidad de manejo de gran señal, se le aplica C.A.G. al amplificador de radio frecuencia, y se usa un mezclador balanceado integrado TDA 1571 con un acoplo ligero al oscilador por medio de un circuito resonante de banda ancha entre las patillas 3 y 5.

## Pre-amplificadores de f.i. de F.M.

En ambas versiones de la radio, un preamplificador tal como el que se muestra en la figura 9 (a) compensa las perdidas de inserción del filtro cerámico que acopla la salida del sintonizador a la entrada del amplificador limitador de f.i. en la TDA 1576. El preamplificador de dos etapas para la versión de altas prestaciones de la radio mejora la limitación y, por lo tanto, la supresión de a.m., incluso durante la recepción de señales débiles. Aunque el preamplificador incrementa el nivel de ruido del amplificador de f.i. completo, este es reducido de nuevo con el sitema silenciador de la combinación TDA 1576 / TDA 1578 A.

## Redes de desplazamiento de fase en cuadratura para el demodulador de F.M.

En el TDA 1576 se recupera de forma exacta la modulación de las señales de F.M. recibidas, por medio de un demodulador simétrico en cuadratura que requiere las entradas con una relación de fase 90°.

El desplazamiento de fase necesario se consigue con el circuito LC simple o doblemente sintonizado como se muestra en la figura 9 (b).

Para el circuito LC de sintonía sencilla, la THD de la radio es inversamente proporcional al cuadrado del Q total de la red desplazadora de fase. Para el circuito LC de doble sintonía, THD es función del Q y del factor kQ entre los dos circuitos sintonizados.

La salida de audio del canal de f.m. es tambien una función del Q.

La red de la versión económica de sintonía sencilla tiene un Q de 10 y la versión de altas prestaciones de sintonía doble tiene un Q de 15. Como se muestra en la figura 10, la THD de la radio de altas prestaciones en el centro de la banda de paso es mas baja que la de la versión económica y aumenta menos en función de la desintonía.

La red de mayor Q tambien resulta en un aumento de 3,5 dB de la señal de salida, del demodulador de la radio de altas prestaciones, con la consiguiente mejora de la relación señal/ruido.

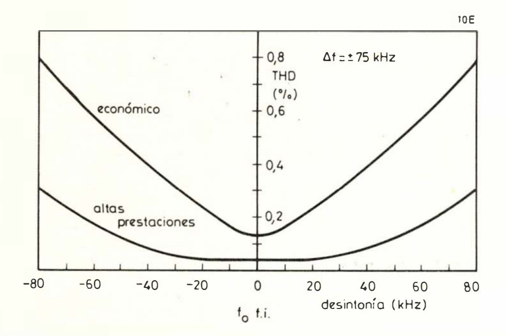



**Figura 10. Distorsión en función de la desintonía del canal de F.M.**

## Filtros MPX

Los filtros MPX que se muestran en la figura 9 (c) se conectan a la salida del demodulador de F.M. en el TDA 1576. El filtro para la versión de la radio de altas prestaciones atenúa el quinto armónico de la subportadora estéreo residual (5x38 kHZ=190 kHz) que de otra forma podría mezclarse con una señal en el canal adyacente a 200 kHz de la señal deseada y causaría una interferencia audible.

Es un filtro LC de segundo órden que incorpora tambien una red RC para el ajuste de la fase de la señal estereo MPX con relación a la subportadora estéreo transmitida de manera que se obtiene una separación de canal estéreo óptima. El filtro MPX para la versión económica de la radio es una red RC que proporciona una corrección fija de la fase de señal MPX.

## Filtros PLL

Los filtros PLL que se muestran en la figura 9 (d) se conectan al TDA 1578A. Ellos determinan el ancho de banda del lazo de realimentación del oscilador de 76 kHz del PLL y proporcionan los medios para fijar su frecuencia. El filtro atenúa los productos de intermodulación causados por la mezcla del tono piloto con la modulación de la señal recibida. Ya que estos productos se presentan a 19 kHz-fmod y a 2 fmod-19 kHz, pueden caer dentro del espectro de frecuencia audible.

En la figura 11 se muestran las prestaciones del filtro PLL para la versión económica de la radio, y en la figura 12 se muestran las de la versión de altas prestaciones.

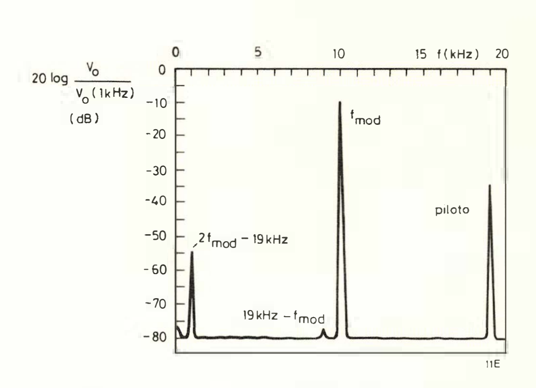



**Figura 11. Intermodulación de tono piloto (versión económica).**

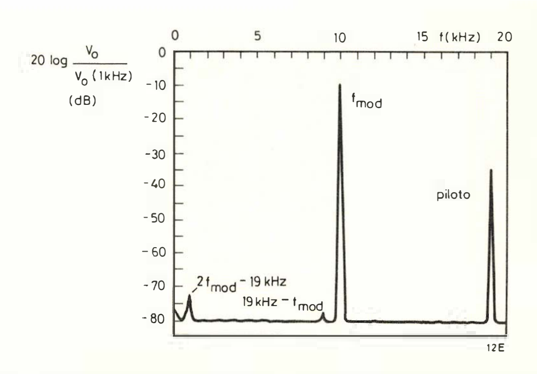



**Figura 12. Intermodulación de tono piloto (versión altas prestaciones).**

## Filtros de tono piloto

El decodificador estéreo TDA 1578A proporciona una atenuación de 32 dB al tono piloto de 19 kHz y 50 dB de atenuación a la subportadora estéreo de 38 kHz. Aunque los componentes residuales de estas señales a la salida del decodificador estan lejos del margen de frecuencia audible, pueden dar origen a interferencias audibles si se mezclan con señales de otras fuentes tales como el oscilador de polarización de una grabadora de cinta o de cassette. Los filtros de tono piloto que se muestran en la figura 9 (e) proporcionan por lo tanto una atenuación adicional a 19 kHz y 38 kHz.

El filtro para la versión económica de la radio proporciona 32 dB adicionales de atenuación a 19 kHz y 15 dB a 38 kHz. El filtro para la versión de altas prestaciones proporciona 26 dB adicionales de atenuación a 19 kHz y 50 dB a 38 kHz.

## Radio o sintonizador controlado por microcomputador

En la figura 13 se muestra como puede ser modificada la versión de la radio de altas prestaciones para ser controlada por microcomputador.

El sistema de sintonía usa un lazo de enclavamiento de

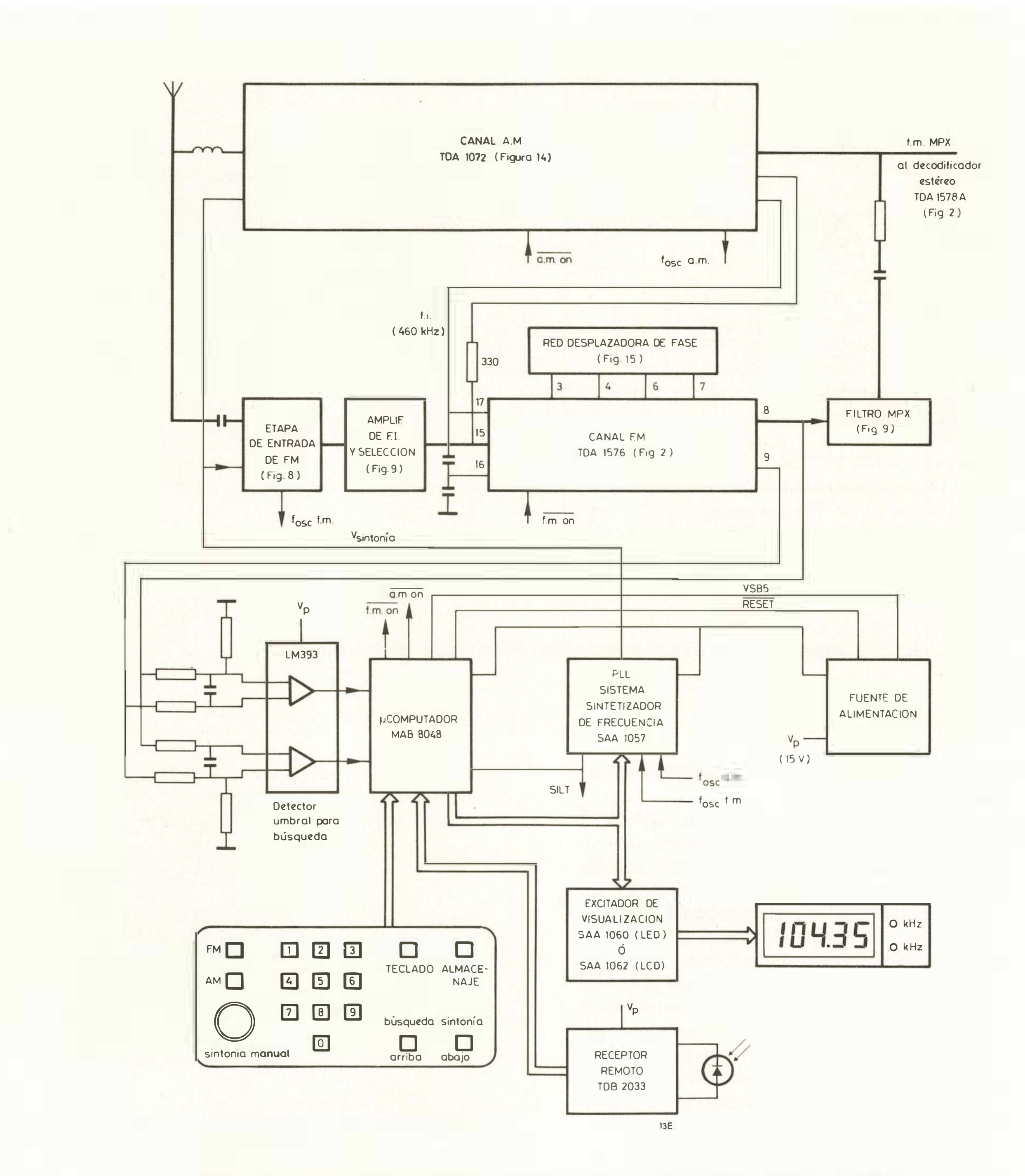



**Figura 13. Radio de alta fidelidad de altas prestaciones controlada por microcomputador.**

**Figura 14. Canal de A.M. para la radio controlada por microordenador.**

fase para mantener una sintonía estable y exacta en el canal de A.M. ó de F.M.

En la figura 14 se muestra el canal de A.M. TDA 1072 con sintonía por diodos de capacidad variable para esta radio. En la figura 13, la salida del oscilador local del canal de A.M., TDA 1072 se pasa a un divisor de frecuencia con un factor de división programable en el sintetizador de frecuencia PLL, SAA 1057. La salida del divisor se compara con una frecuencia controlada por cristal. El resultado de la comparación, que representa cualquier error de sintonía, se amplifica y se filtra antes de ser usado para modificar la tensión de sintonía que se aplica a los diodos de capacidad variable en el sintonizador de F.M. ó en el canal de A.M. El oyente puede cambiar la frecuencia sintonizada tecleando la frecuencia requerida de la emisora, o bien por sintonía manual ó automática. Estas ordenes hacen que el microcomputador calcule el factor de división apropiado para el divisor programable después de añadir ó sustraer la f.i. Los impulsos de parada que se necesitan cuando se detecta una emisora durante la sintonía automática estan genera-

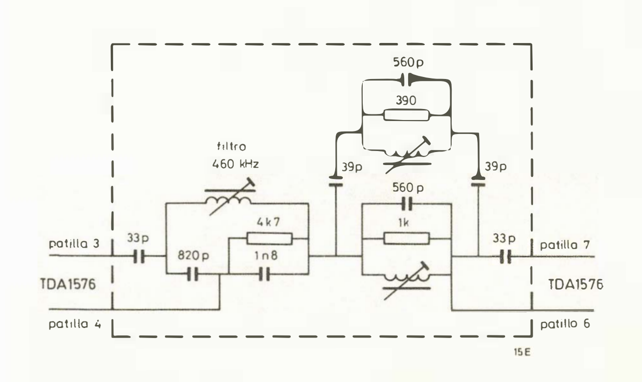
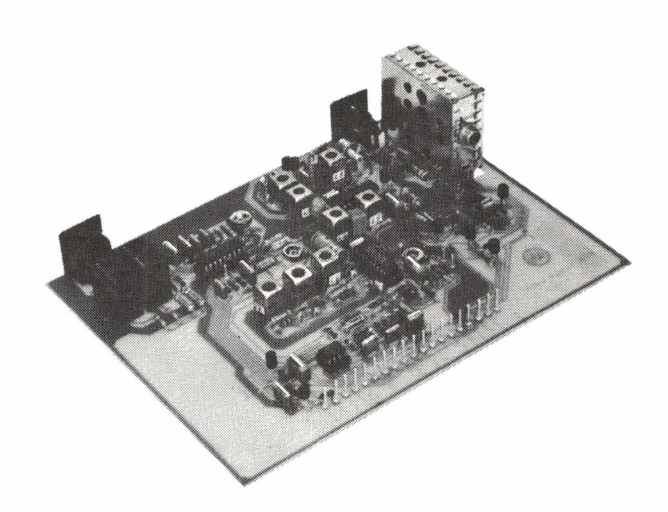



**Figura 15. Filtros demoduladores para la radio controlada por microcomputador.**

dos de una manera muy sencilla para ambos canales usando el TDA 1576 como demodulador de fase balanceado a la vez para A.M. y F.M. Con este propósito, el circuito demodulador del TDA 1576 incorpora circuitos sintonizados que son resonantes a las f.i. de los canales de A.M. y F.M. En la figura 15 se muestran esos circuitos sintonizados. Durante la búsqueda de sintonía en A.M. ó en F.M. el TDA 1072 y/o el TDA 1576 estan conectados mediante el microcomputador y el paso por cero de la curva en S de la salida del demodulador de fase del TDA 1576 se localiza con el detector de nivel LM 393 para identificar el punto de sintonía correcta. Si se recibe A.M., el microcomputador desconecta entonces el TDA 1576 y la recepción normal continua a traves del canal de A.M. TDA 1072.



**Radio de hi-fi de altas prestaciones controlada por microcomputador.**

**PRESTACIONES DE LAS RADIOS**

Esta sección de las prestaciones de las tres versiones de la radio hi-fi. El encabezado sobre las cifras de las prestaciones son versión 1 = versión económica, versión 2 = altas prestaciones, versión 3 = versión controlada por microcomputador.

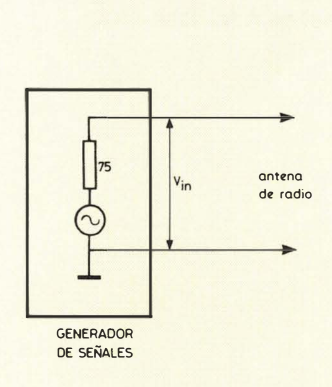
**Condiciones generales.**

| | |
|---|---|
| Tensión de alimentación (c.c.) | 15 V |
| Temperatura ambiente | 25 °C |
| Margen de frecuencia F.M. | 87,5 a 108 MHz |
| Margen de frecuencia A.M. | 510 a 1620 MHz |
| f.i. de F.M. | 10,7 MHz |
| f.i. de A.M. | 460 kHz |
| Impedancia de antena | 75 Ω |

**Caracteristicas de F.M.**

$f_o$ = 98 MHz, $\Delta f = \pm 40$kHz, $f_{mod}$ = 1 kHz a menos que se especifiquen otras condiciones. Generador de impedancia 75 Ω

| | versión 1 | versión 2 y 3 |
|---|---|---|
| Tensión de entrada para | | |
| −3 dB de limitación sin silenciador | 0,7 μV | 0,5 μV |
| −3 dB de limitación con silenciador | 2,2 μV | 2,2 μV |
| mono | | |
| (S+N)/N = 26 dB | 0,9 μV | 0,7 μV |
| = 46 dB | 2,2 μV | 2 μV |
| estéreo (separación de canal >32 dB) | | |
| (S+N)/N = 46 dB | 20 μV | 18 μV |
| Tensión de entrada | | |
| para encender LED estéreo | 5 μV | 5 μV |
| para separación de canales de 40 dB | 20 μV | 18 μV |
| Separación de canal estéreo | | |
| para $V_{in}$ > 100 uV | 45 dB | 50 dB |
| Mono (S+N)/N para $V_{in}$ = 1 mV | 73 dB | 75 dB |
| Relación de captura | 1,6 dB | 1,3 dB |
| Supresión de A.M. | | |
| para $V_{in}$ = 1 mV | >50 dB | >50 dB |
| Distorisión armónica total para estéreo | | |
| con $\Delta f = \pm 40$ kHz | 0,15 % | 0,08 % |
| con $\Delta f = \pm 75$ kHz | 0,2 % | 0,12 % |
| Ancho de banda de F.I., $B_{3dB}$ | 190 kHz | 190 kHz |
| Selectividad del canal adyacente $S_{300}$ | 70 dB | 70 dB |
| Rechazo de imagen | 72 dB | 72 dB |
| Supresión de F.I. | >96 dB | >96 dB |
| Supresión de sintonía repetida | | |
| RSS 2 | 82 dB | 98 dB |
| RSS 3 | >100 dB | >100 dB |
| Supresión de doble batido | | |
| DBS 1 y 3 | 80 dB | 98 dB |
| DBS 2 | 75 dB | 91 dB |
| Desplazamiento del oscilador | | |
| para $V_{in}$ = 1V | 5 kHz | 300 Hz |
| Supresión de respuestas espúreas | | |
| tono piloto de 19 kHz | 64 dB | 66 dB |
| subportadora estéreo de 38 kHz | > 65 dB | >100 dB |
| Ancho de banda de audio | | |
| (—3 dB) | 15 Hz a 15,5 kHz | 15 Hz a 16 kHz |
| (—1 dB) | 25 Hz a 14,5 kHz | 25 Hz a 15,5 kHz |
| Deénfasis | 50 μs | 50 μs |



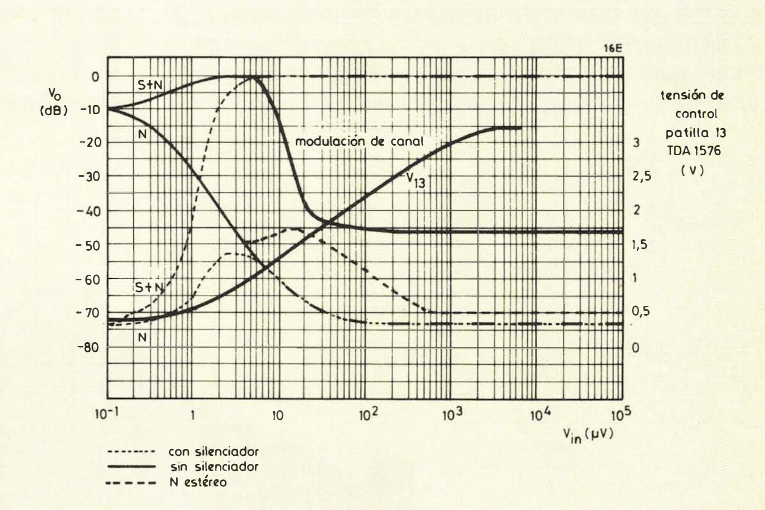
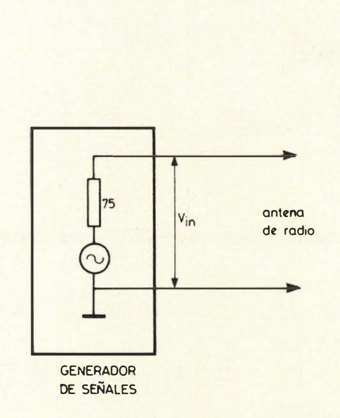




**Figura 16. Característica del canal de F.M. de la versión económica de la radio de hi-fi.**



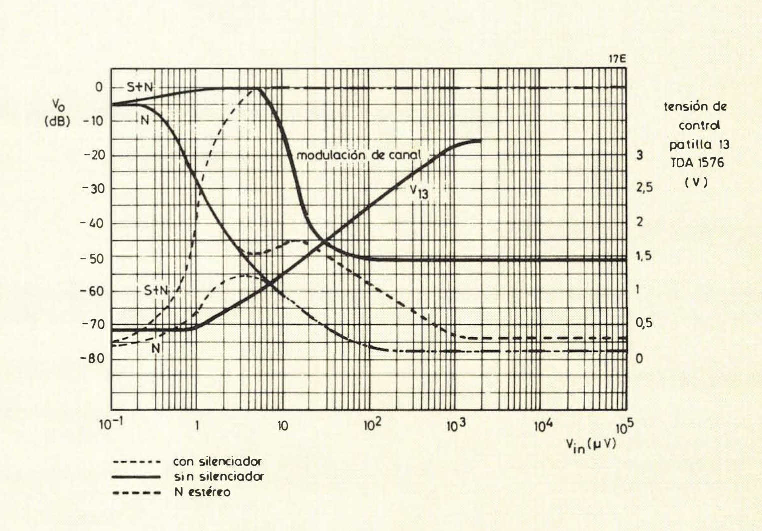



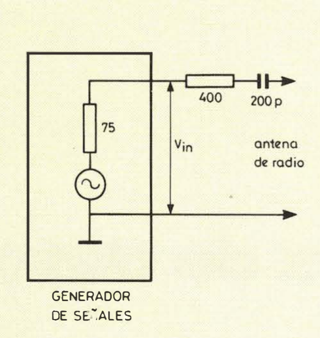

**Figura 17. Característica del canal de F.M. de la versión de altas prestaciones de la radio de hi-fi.**

**Caracteristicas de A.M.**

$f_o$ = 1 Mhz, m = 0,3, $f_{mod}$ 400 Hz, a menos que se indiquen otras condiciones. La carga de antena se muestra en las figuras 18 y 19

| | versión 1 y 2 | | versión 3 | |
|---|---|---|---|---|
| Tensión de entrada para (S+N)/N = 6 dB | 7 | μV | 7 | μV |
| = 26 dB | 80 | μV | 80 | μV |
| = 46 dB | 1.2 | mV | 1,2 | mV |
| Margen de C.A.G. | 90 | dB | 90 | dB |
| Tensión de salida de audio para $V_{in}$ = 2 mV | 350 | mV | 350 | mV |

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| Capacidad de manejo de señal de R.F, para m = 0,8, THD = 3 % | 1,3 | V | 300 | mV |
| Distorsión armónica total en la mayor parte del margen del C.A.G., m = 0,8 | 0,5 | % | 0,5 | % |
| Ancho de banda de R.F. $B_{edB}$ | 18 | kHz | 18 | kHz |
| Ancho de banda de F.I. | 3,9 | kHz | 3,9 | kHz |
| Rechazo de imagen frecuencia sintonizada = 510 kHz | 50 | dB | 50 | dB |
| = 1 MHz | 46 | dB | 46 | dB |
| = 1,62 MHz | 40 | dB | 40 | dB |
| Selectividad de canal adhacente $S_9$ | 35 | dB | 37 | dB |



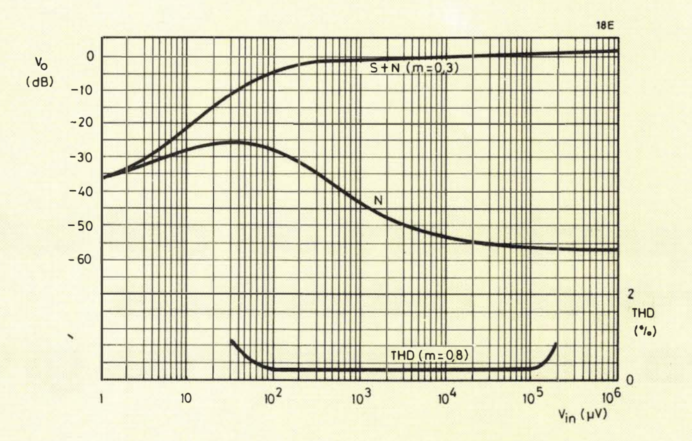
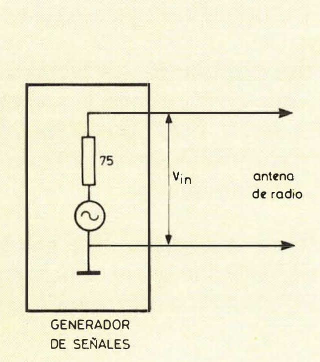




**Figura 18. Relación señal/ruido y distorsión para el canal de A.M. de las versiones económica y de altas prestaciones de la radio de hi-fi.**



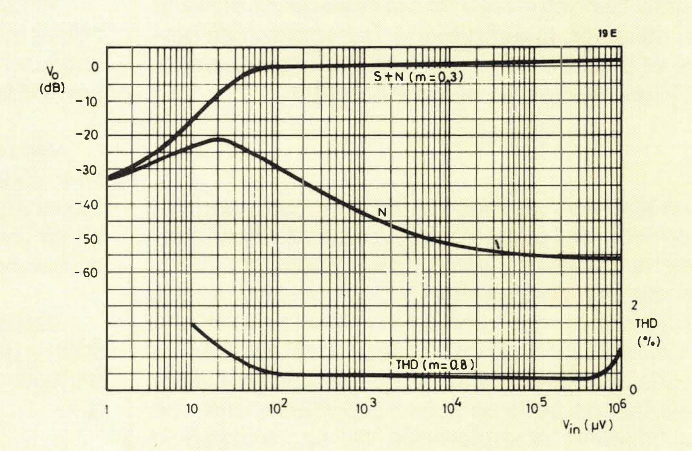




**Figura 19. Relación señal/ruido y distorsión para el canal de A.M. de la versión de radio de hi-fi controlada por microcomputador.**

# Requerimientos del tubo de rayos catodicos para visualizadores gráficos de datos

**Dada la gran importancia que los tubos de rayos catódicos están teniendo en las oficinas, los diseñadores de sistemas de datos necesitan familiarizarse mejor con estos componentes todavía imprescindibles pertenecientes a la época anterior al estado sólido. Un buen diseño del terminal visualizador se basa en un perfecto conocimiento de las relaciones entre el tamaño del carácter, la definición y la densidad de empaquetado; el tamaño de la pantalla, la luminancia, el contraste; y los efectos de la luz ambiental.**

Los visualizadores gráficos de datos pueden aprovechar la experiencia de la tecnología del tubo de rayos catódicos que se ha empleado durante tres décadas en televisión. Un visualizador típico puede tener una capacidsad de hasta 2000 carácteres, cada uno de ellos localizado en una celdilla de 126 elementos, lo que hace un total de 250.000 elementos. Los elementos deben estar uniformemente espaciados y deben de poderse activar individualmente. Se direccionan mediante la exploración del haz electrónico del tubo de rayos catódicos (T.R.C.), lo que da un proceso simple de implementar, de uso flexible, tolerante a muchos errores. El sistema empleado casi universalmente es el visualizador generado por trama ("raster"), similar al utilizado en receptores de TV. La frecuencia de cuadro determina la velocidad de refresco, y el número de líneas requeridas para visualizar la información da la relación entre la frecuencia de línea y la de cuadro. El diámetro del haz electrónico fija el tamaño de los elementos.

El sistema posee una gran flexibilidad. Es relativamente sencillo cambiar la frecuencia de exploración para variar el número de elementos direccionables. El ajuste de la amplitud de exploración varía el tamaño del visualizador dentro de los límites de la superficie útil de la pantalla. El brillo del visualizador puede ajustarse cambiando las tensiones de polarización del TRC.

Por su propia naturaleza, el sistema tolera ciertos errores. Por ejemplo, la luminancia de la pantalla puede variar hasta un 20% entre el centro y los bordes, pero la transición es gradual y casi imperceptible. Sin embargo, en un visualizador que contenga elementos individuales (LED's por ejemplo) una variación del 3% entre dos elementos contiguos no es tolerable, y se debe reducir al 1%. Similarmente, se puede aceptar fácilmente una variación gradual en una exploración lineal.

La siguiente clasificación, basada en la cantidad de datos visualizados, se aplica igualmente a visualizadores monocromáticos y de color.

**Visualizador básico:** 40 caracteres por linea, 1000 por pantalla. Las líneas se escriben paralelas al eje más largo de la pantalla (TV o formato postal). Ejemplos típicos son Teletexto, Videotex y ordenadores personales.

**Visualizador de media página:** 80 carácteres por línea, 2000 por pantalla. Como en el caso de visualizadores básicos, se utiliza formato de TV. Este tipo de visualizador se emplea en aplicaciones administrativas, procesadores de palabra, ordenadores personales, etc.

**Visualizador de página completa:** Un mínimo de 5000 caracteres en líneas paralelas al eje más corto de la pantalla. La aplicación principal es el procesado de palabra.

El tamaño de los caracteres se fija a partir de la distancia de lectura del visualizador, que en la mayoría de casos resulta ser de 0,4 m.

El tamaño del TRC. que se va a emplear depende del número total de caracteres que se desea visualizar. Por ejemplo, los visualizadores básicos usan tubos de 9 y 12 pulgadas, los visualizadores de media página de 12 y 15 pulgadas y los visualizadores de página completa emplean tubos de 15 pulgadas y aún más grandes. Los visualizadores que se utilizan para aplicaciones mayoritarias, por ejemplo, anuncios en aeropuertos, estaciones de ferrocarril, hoteles, etc. pueden requerir tubos de 20 y 26 pulgadas, e incluso instalaciones de proyección más grandes pueden ser necesarias en aplicaciones especiales.

## AREA DEL VISUALIZADOR

### Matriz de caracter y celdilla de caracter

En visualizadores generados por trama , cada caracter se forma en una matriz de puntos al iluminar cada uno de los requeridos con el haz electrónico. En muchos visua-

lizadores se ha utilizado una matriz de caracteres de 5 x 7 puntos, pero la tendencia actual es emplear una matriz de 7 x 9 con el fín de mejorar la legibilidad. Los espacios entre caracteres adyacentes aseguran que permanezcan legibles individualmente. Se deben tener en cuenta también dos o tres líneas de puntos adicionales cuando se requieren caracteres descendentes (por ejemplo i, g, y). Si el texto se redacta en idiomas diferentes del inglés, el sistema debe ser capaz de proporcionar símbolos diacríticos. Para idiomas de países orientales, se deben realizar letras especiales.

Para estos casos, la matriz del caracter se coloca en una celdilla más grande. Por ejemplo, en sistemas de teletexto, la matriz de 5 x 7 ocupa una celdilla de 6 x 10, como muestra la figura 1. En un visualizador moderno de 80 caracteres/fila, la matriz de 7 x 9 puede ocupar una celdilla de 9 x 14. Esto permite dos espacios entre caracteres en la dirección horizontal, dos líneas entre filas de caracteres y tres líneas para caracteres descendentes.

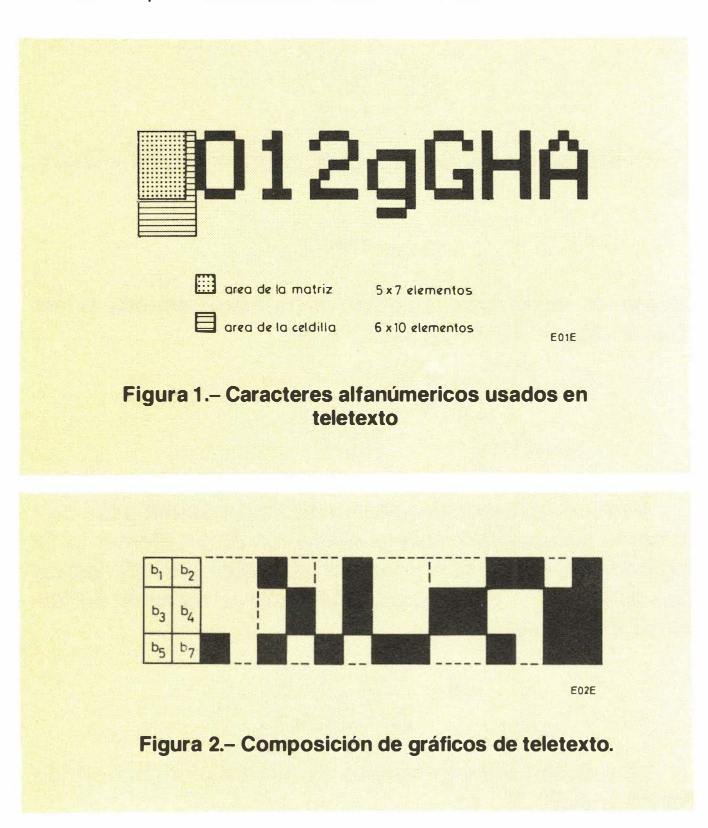



**Figura 1.– Caracteres alfanúmericos usados en teletexto**

**Figura 2.– Composición de gráficos de teletexto.**

## Visualizadores gráficos

Hay dos clases diferentes de visualizadores gráficos que se suelen llamar gráficos de caracter y gráficos de punto. Los gráficos de caracter emplean celdillas similares a las empleadas para construir caracteres alfanuméricos. Ejemplos de caracteres gráficos, como los que se usan en teletexto, se muestran en la figura 2; se pueden usar para construir barras, gráficos, mapas, etc. Los caracteres que representan los palos en los naipes, las piezas de ajedrez, etc., se pueden emplear para juegos y en ordenadores personales.

Si se direcciona individualmente cada punto del visualizador, (gráficos de punto), se obtiene una representación gráfica mucho mejor y una mayor flexibilidad, pero incrementa en gran manera la memoria del visualizador.

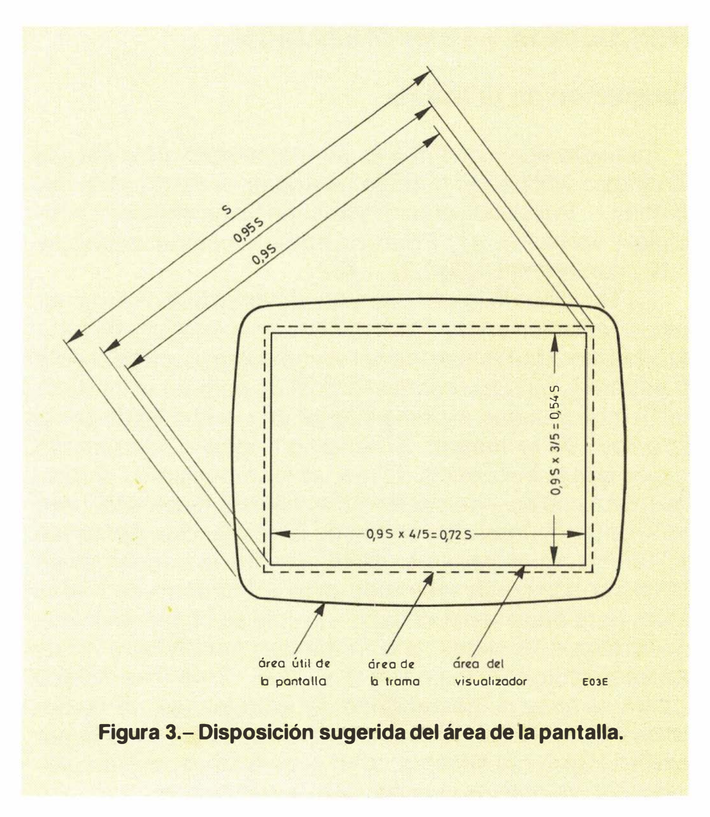



**Figura 3.– Disposición sugerida del área de la pantalla.**

## Area útil de la pantalla

No es importante que se pierda un poco de información en los extremos de una imagen de TV, pero esto no puede suceder en un visualizador de datos. Por esta razón, el área asignada a un visualizador, de datos es más pequeña que el área útil de la pantalla. No hay reglas fijas en este tema, pero la experiencia enseña que es adecuada la relación mostrada en la figura 3. La información está contenida en un área rectangular con una relación de aspecto de 3:4 cuya diagonal es el 90% de la diagonal S útil de la pantalla proporcionada en las hojas de características del tubo. El valor horizontal, H, de esta área es

$$H = 0,9\ S \times 4/5 = 0,72\ S$$

y el vertical, V, es:

$$V = 0,9\ S \times 3/5 = 0,54\ S$$

En la tabla 1 se dan valores de V y H para los tamaños de tubos más comunmente usados.

**TABLA 1**
**Dimensiones de pantalla en mm**

| tipo de tubo | anchura | altura | diagonal (S) | H | V |
|---|---|---|---|---|---|
| M24–300 | 198 | 149 | 228 | 164 | 123 |
| M31–330 | 254 | 201 | 292 | 210 | 158 |
| M31–320 | 257 | 195 | 295 | 212 | 159 |
| M38–328 | 292 | 227 | 352 | 253 | 190 |

## FRECUENCIA Y TEMPORIZACIÓN

### Formación de la trama

La exploración de línea es normalmente horizontal y la de cuadro vertical. El número de líneas, N de la trama determina la relación entre las frecuencia de deflexión horizontal y vertical, $f_h$ y $f_v$. Para una trama sin entrelazado $f_h/fv = N$ y con entrelazado $f_h/f_v = N/2$.

La elección de las frecuencias de desviación, exige algunos requerimientos. Para minimizar la anchura de banda y la velocidad requerida del sistema lógico, es deseable mantener $f_h$ tan baja como sea posible para un valor dado de N, mientras que el límite inferior de $f_v$ viene fijado por el parpadeo de la imagen. Si se toma $f_v$ igual o ligeramente mayor que la frecuencia de red, se evitan algunos problemas de zumbido y de campos magnéticos dispersos, pero para evitar el parpadeo se tiende a frecuencias del orden de 100 Hz. El entrelazado divide por dos la frecuencia de deflexión horizontal requerida para un número de líneas dado, pero dada la proximidad a la cual se observan los visualizadores de datos, una trama con entrelazado no es tan apreciable como lo es en televisión. Si incrementamos $f_v$ para eliminar la inestabilidad del entrelazado, ya no podemos mantener pequeños ni la anchura de banda ni la velocidad lógica del sistema; si se elige fósforo de gran persistencia, se obtiene una pérdida de resolución.

### Temporización de la forma de onda de la exploración

El factor de retroceso es un parámetro de los circuitos de base de tiempos empleado comúnmente, que se define como:

$$p = \tau_f / T$$

donde $\tau_f$ es el tiempo de retroceso, T el periodo. Valores típicos son del orden de $P_h = 0{,}16$ para la base de tiempos de línea, $P_v = 0{,}04$ para la de cuadro. La relación q entre el tiempo de borrado $\tau_b$ y el período se define análogamente como

$$q = \tau_b / T$$

Dado que el área de la trama se hace más grande que el área del visualizador (ver figura 3) por las dispersiones que presenta el tiempo de retorno, por las nolinealidades del principio y final de exploración, por cualquier deriva posicional, el tiempo de borrado se hace más grande que el tiempo de retroceso; $q_h$ es normalmente del orden de 0,21 y $q_v$ de 0,08. El tiempo disponible para la escritura de información $\tau_W$ es

$$\tau_W = T(1-q)$$

Dado que las relaciones de retroceso, borrado difieren de un visualizador a otro, un circuíto lógico diseñado para trabajar con un determinado visualizador, no necesariamente funcionará en otro que tenga las mismas frecuencias de deflexión.

### Anchura de banda y frecuencia de reloj

En las siguientes ecuaciones, los parámetros significan:

$m_h$: número de elementos en una celdilla de caracter en la dirección horizontal.
$m_v$: número de elementos en una celdilla de caracter en la dirección vertical.
$C_h$: número de caracteres por fila.
$C_v$: número de filas por página.

El número de líneas exploradas $n_v$ ocupadas por el texto es

$$n_v = m_v C_v = N(1-q_v)$$

donde N es el número total de líneas de la trama; de aquí

$$N = \frac{m_v C_v}{1-q_v}$$

Substituyendo esta expresión en la relación $f_h = Nf_v$ resulta:

$$f_h = \frac{m_v C_v f_v}{1-q_v}$$

El tiempo requerido para escribir una fila de elementos es:

$$\tau_{wh} = \tau m_h C_h$$

donde $\tau$ es la duración de un elemento. Entonces, puesto que $\tau_{wh} = T_h (1 - q_h)$ y $T_h = 1/f_h$

$$\tau = \frac{1-q_h}{f_h m_h C_h}$$

Aunque es deseable tener un tiempo de subida tan corto como sea posible para la activación de un elemento, la experiencia indica que un valor aceptable para el tiempo de subida $\tau_r$ es un tercio del tiempo de duración del impulso $\tau$. De esta forma

$$\tau_r = \frac{\tau}{3} = \frac{1-q_h}{3 f_h m_h C_h}$$

La relación entre el tiempo de subida y la anchura de banda a 3 dB, $B_3$ es

$$B_3 \approx \frac{1}{3\tau_r} = \frac{f_h m_h C_h}{1-q_h}$$

La frecuencia de reloj del sistema lógico es $1/\tau$

## CONTRASTE, SALIDA DE LUZ Y CORRIENTE DE HAZ

Si el recinto donde el visualizador está situado tiene una iluminación de E lux, y la reflectividad de las superficies cercanas al display es $r_s$, entonces la luminancia de estas superficies, en candelas por metro cuadrado, es

$$B_s = r_s E / \pi \quad (1)$$

Una situación similar se tiene en el tubo de imagen cuando no se excita el fósforo y la luz ambiental se refleja

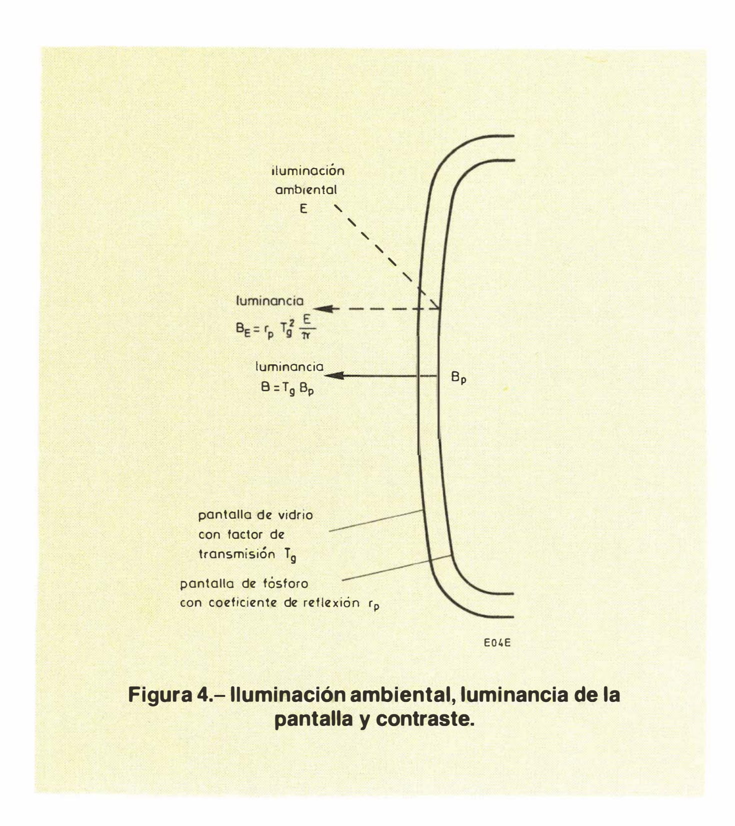



**Figura 4.– Iluminación ambiental, luminancia de la pantalla y contraste.**

de él con una reflectividad $r_p$. Sin embargo, para alcanzar el fósforo, la luz tiene que pasar a través de la pantalla de vidrio (factor de transmisión $T_g$) y, reflejarse (fig. 4). Por esto, la luminancia de la pantalla de fósforo debida a la iluminación externa E es

$$B_E = r_p T_g^2 E/\pi$$

En ausencia de iluminación externa, si la pantalla se excita con el haz electrónico y produce una luminancia $B_p$, la luminancia después de atravesar la pantalla de vidrio es

$$B = T_g B_p$$

Sin iluminación externa, el contraste C del tubo de imagen es alto (alrededor de 100), pero en presencia de iluminación ambiental se reduce a

$$C = \frac{B + B_E}{B_E} = 1 + B / B_E = 1 + \frac{\pi B}{r_p T_g^2 E} \qquad (2)$$

Esta ecuación muestra un aspecto importante del funcionamiento del tubo de imagen. Para mejorar el contraste, se debe de incrementar la relación B/E ya sea aumentando B, reduciendo E ó ambos simultáneamente. El contraste se pueden también mejorar reduciendo $T_g$. Puesto que una reducción en el factor de transmisión del vidrio afecta a B, la mejora total es aproximadamente proporcional a $1/T_g$. Otra forma de aumentar el contraste es reducir la reflectividad $r_p$ de la pantalla. Ejemplos conocidos de esto son la matriz negra usada en tubos de imagen de color y los fósforos pigmentados.

En ingeniería de iluminación, se intenta conseguir una iluminación uniforme en el área de trabajo, tal que el ojo no tenga que adaptarse a las diferencias de luminancia cuando enfoca diferentes objetos. Esto implica que el brillo máximo de un visualizador debe ser igual al de los alrededores; esto significa $B = B_s$. Sustituyendo $\pi$/E de la ecuación 1 en la ecuación 2, resulta

$$C = 1 + \frac{r_s B}{r_p T_g^2 B_s}$$

Para C=10, que es un buen valor de contraste, y suponiendo que $B/B_s = 1$,

$$T_g = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{r_s}{r_p}}$$

En la práctica, la reflectividad de la pantalla de fósforo es 0'8 y la de las superficies circundantes 0,6; con lo que $T_g = 0{,}289$. Esto explica porque un tubo bipanel con un valor total de $T_g = 0{,}28$ da mejor visualización que un tubo monopanel ($T_g \simeq 0{,}5$) particularmente en presencia de una iluminación ambiental alta.

Para asegurar que $B = B_s$ a niveles altos de iluminación ambiental, por ejemplo 500 lux, la ecuación 1 nos da B=96 cd/m$^2$ siendo $T_g = 0{,}289$ para un contraste óptimo. Esto corresponde a 164 cd/m$^2$ en un tubo monopanel. Los valores de brillo que se especifican normalmente son de 100 cd/cm$^2$ para tubos bipanel y 170 cd/m$^2$ para tubos monopapel. De aquí se deduce que los primeros son más adecuados que los últimos en iluminaciones ambientales de 500 lux.

Para obtener un valor aproximado de la corriente de haz necesaria y de la excitación de video, consideremos un tubo de 15 pulgadas con un área de visualización de 25 cm x 19 cm. Esto significa que para una iluminación de pantalla de 170 cd/cm$^2$ el flujo luminoso total es 25,4 lm. Si el tubo tiene un factor de transmisión de la pantalla de vidrio de 0,5, el flujo luminoso total de la pantalla de fósforo debe ser de 50,8 lm. Si usamos el fósforo P31 cuya eficiencia es 45 lm/W, la potencia necesaria para activar toda la pantalla y conseguir un brillo máximo que satisfaga el valor de 170 cd/m$^2$ será de 1,13 W. Para una tensión MAT de 17kV, resulta una corriente de haz de 68/$\mu$A. Suponiendo las condiciones en el caso peor, es decir, que el tubo tenga una dispersión máxima con respecto a la tensión de corte nominal (120V) y trabaje con el valor más alto permitido de $V_{g2}$, la tensión de ataque por video es 26 V.

## RESOLUCIÓN Y TAMAÑO

### Resolución de linea y de punto

La distribución de la intensidad de luz de un tubo de rayos catódicos sin aberración, es aproximadamente gausiana. Los contornos de "spot" del haz electrónico no están perfectamente definidos pero su diámetro d se tomará como dos veces la desviación estandar ($2\sigma$) de una distribución gausiana. Esto corresponde a puntos a un 60% del máximo y establece una definición de la resolución de la siguiente forma: número de líneas por la altura de pantalla en el cual las líneas se confunden. Cuando el "spot" explora la línea, el perfil de luminancia de la línea permanece gusiano.

El contraste entre el brillo máximo y el mínimo de las líneas de una trama se conoce como contraste de área pequeña, k

$$k = \frac{B_{max}}{B_{min}}$$

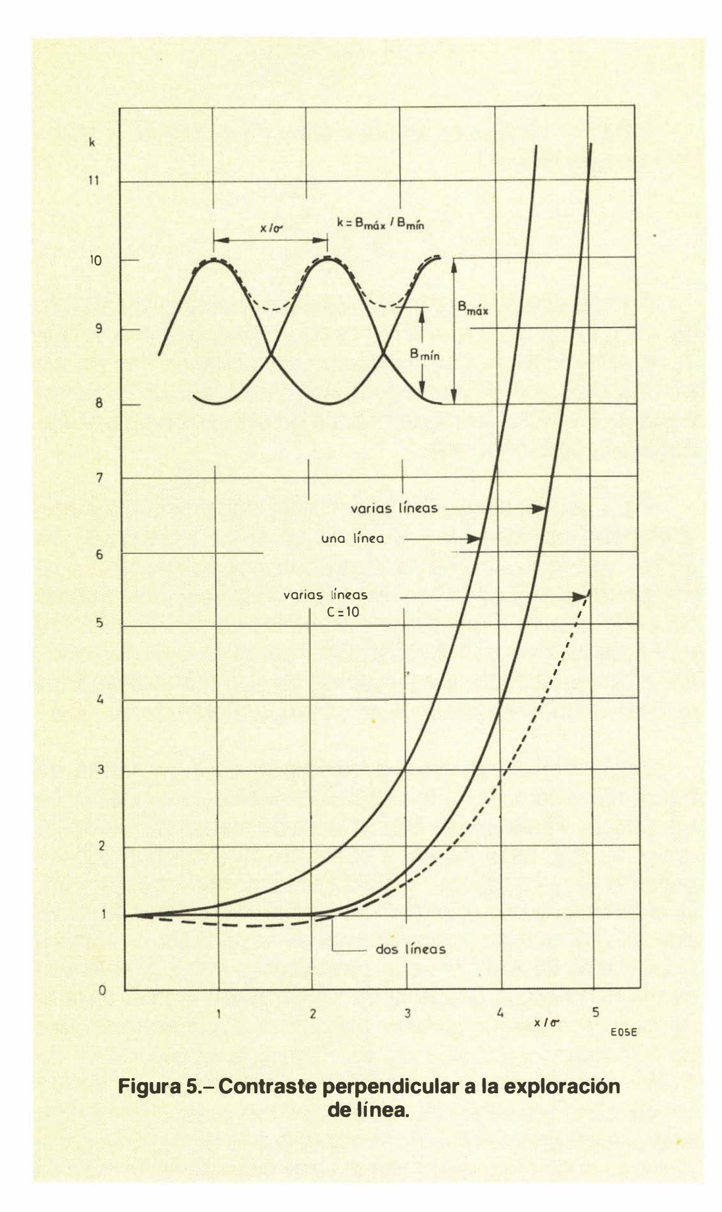



Figura 5.– Contraste perpendicular a la exploración de línea.

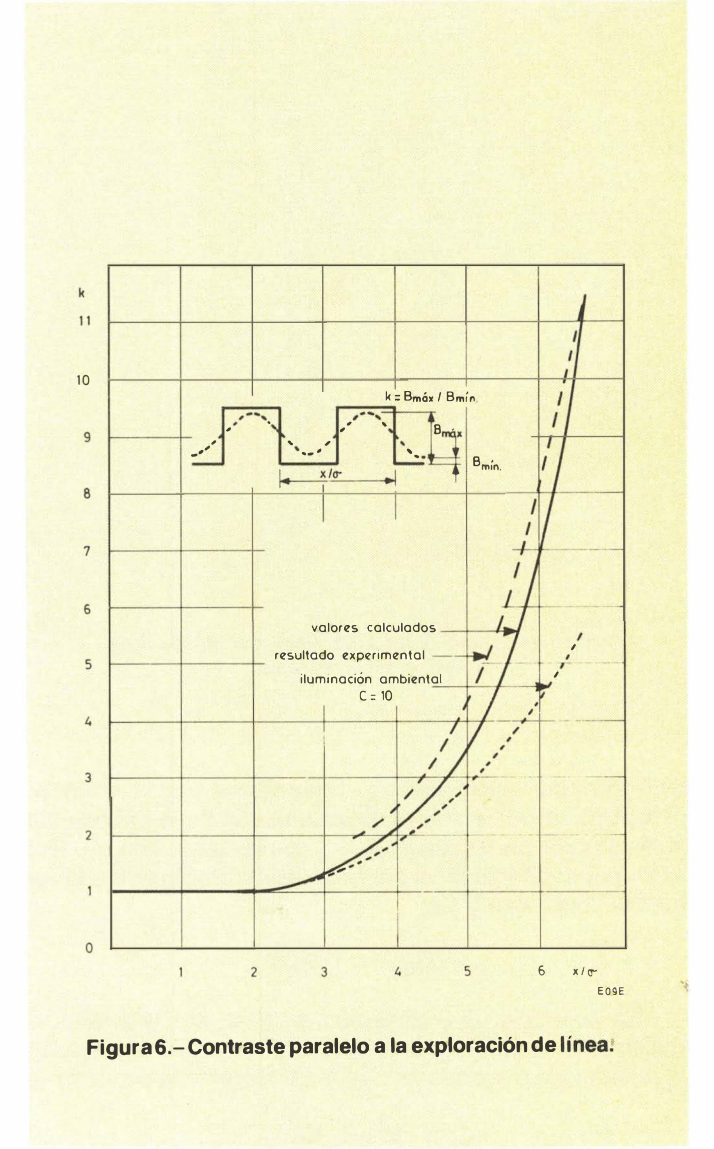



Figura 6.– Contraste paralelo a la exploración de línea.

La figura 5 muestra el incremento de contraste en función de la separación entre líneas, donde x es la distancia entre líneas y $x/\sigma$ el valor normalizado. Para $x/\sigma = 2$ (condición de coincidencia de la trama), k = 1,03 lo que es suficiente para que el ojo pueda distinguir las líneas.

La iluminación ambiental afecta al valor contraste de área pequeña. Esto se muestra en la gráfica de puntos para C = 10 en la figura 5. Usando este valor de contraste de área grande es posible demostrar que el contraste de área pequeña resultante k. es

$$k' = \frac{C}{1 + (C-1)/K}$$

Lo anterior se aplica a la resolución en la dirección perpendicular a las líneas exploradas. Si tomamos la dirección paralela, debemos tener en cuenta la velocidad del "spot". Los resultados de los cálculos basados en una modulación por onda cuadrada del periodo espacial $x/\sigma$, se comparan en la figura 6, con valores experimentales. Al igual que antes, se observa que la presencia de iluminación ambiental (C=10) es un factor negativo.

Se trata ahora de determinar cuál es un valor aceptable de k' en condiciones de trabajo. El ojo puede distinguir líneas separadas sólamente para k'=1,03. Un contraste de área grande igual a 10 se puede comparar al de una buena impresión de periódico, y se supone adecuado para visualizadores de datos. El contraste de área pequeña es el que se refiere a letras parecidas como la H, M y N (espaciado de un punto), o la parte más pequeña de la letra e. Esto último representa el caso peor. Es razonable aceptar k'=4,50 como el caso peor y entonces $x/\sigma = 6$ (Fig. 6). Al disminuir la iluminación ambiental, el valor de k' aumenta.

En términos de una matriz de caracter, el contraste tiene significado si uno cualquiera de los dos puntos vecinos es blanco y el otro negro. La anchura de los dos puntos de una matriz de caracter debe ser entonces $x/\sigma = 6$. Cuando la separación de líneas d en condiciones de coincidencia de la trama es igual a $2\sigma$, la anchura de dos puntos de la matriz de caracter en las mismas condiciones debe ser equivalente a tres líneas de la trama; es decir

$$d = \frac{2}{3} \times \text{anchura de un punto de matriz de carácter.}$$

## Tamaño elemental del caracter y tamaño del tubo

Los requisitos de legibilidad se establecen generalmente en términos de la altura del caracter, relación altura-anchura, espaciado entre filas de caracteres, etc. La infor-

mación normalmente disponible sugiere que para una buena visibilidad el angulo subtendido por el ojo para un elemento de caracter de tamaño a debe ser de 3 minutos de arco. A un distancia de observación de 400 mm, esto corresponde a un valor de a = 0,35 mm.

El tamaño del tubo se determina por el número de caracteres que se deben visualizar. El número de elementos horizontales es $m_h C_h$, de donde la anchura del área escrita se puede aproximar por H = a $m_h$ $C_h$. La diagonal de la pantalla correspondiente es H/0,72.

Otra forma de considerar el tamaño de la pantalla, es tener en consideración el número de filas que hacen falta.

## RESOLUCIÓN DE UN TUBO DE COLOR

Un visualizador monócromo tiene tres grados de libertad: anchura, altura y luminancia. Si se tiene en cuenta el color, resultan dós más: tinte y saturación. La máscara de un tubo de color se construye de puntos o de barras verticales (fig. 7) y cuando se utilizan los tres cañones para visualizar el blanco, al menos tres elementos de la pantalla se excitan al mismo tiempo. Es a partir de estos conceptos que se debe definir la resolución de un tubo de color.

Obviamente, cuantas más triadas se puedan colocar por elementos de resolución (o por punto de una matriz de caracter) mejor son los resultados finales.

Sin embargo, es interesante conocer el mínimo número de triadas que darán una visualización aceptable en la pantalla. Hay que hacer notar que la elección del sistema de triadas no es completamente libre pues existe una tendencia hacia sistemas autoconvergentes que requieren una disposición en línea de los cañones electrónicos y excluye la configuración delta mostrada en la figura 7 (a).

Si una triada de una pantalla de barras (Fig. 7 (c)) se coloca por elemento de resolución, el sistema funcionará bien sólo si los huecos de la máscara están alineados con los elementos de la matriz de carácter (Fig. 8 (a)), situación que es imposible de asegurar. En el caso peor, los extremos de los elementos de la matriz de caracter podrían coincidir con los centros de los huecos de la máscara lo que implicaría una pérdida total de contraste (Fig. 8 (b)).

Para superar esta dificultad y asegurar la correcta diferenciación entre los elementos de la matriz de caracter, se colocan al menos tres triadas de fósforo por cada dos elementos de la matriz de caracter (Fig. 9); para una pantalla de barras esto se puede expresar como $3p_s = 2$ a. Si a = 0,35 mm, $p_s$ = 0,23 mm y resulta independiente del tamaño del tubo.

Es de interés resaltar que existen tubos de imagen de TV en color de 14 pulgadas que satisfacen este criterio cuando visualizan información de teletexto, la visualización resultante puede considerarse satisfactoria.

La mínima distancia para una pantalla en delta y los cañones en línea se muestra en la figura 9 (d). Esto se puede expresar como seis fósforos por cada dos elementos de la matriz de caracter; esto significa 6D = 2a, donde D es el diámetro del fósforo.

En este caso, el paso $p_d$ de una pantalla en delta es la distancia entre los dos centros de los dos fósforos más cercanos del mismo color. Un simple cálculo muestra que $p_d = D\sqrt{3}$. De esta forma el requisito mínimo en términos del paso es $p_d = a/\sqrt{3}$, con lo cual a = 0,35 mm, resulta $p_d$ = 0,20 mm.

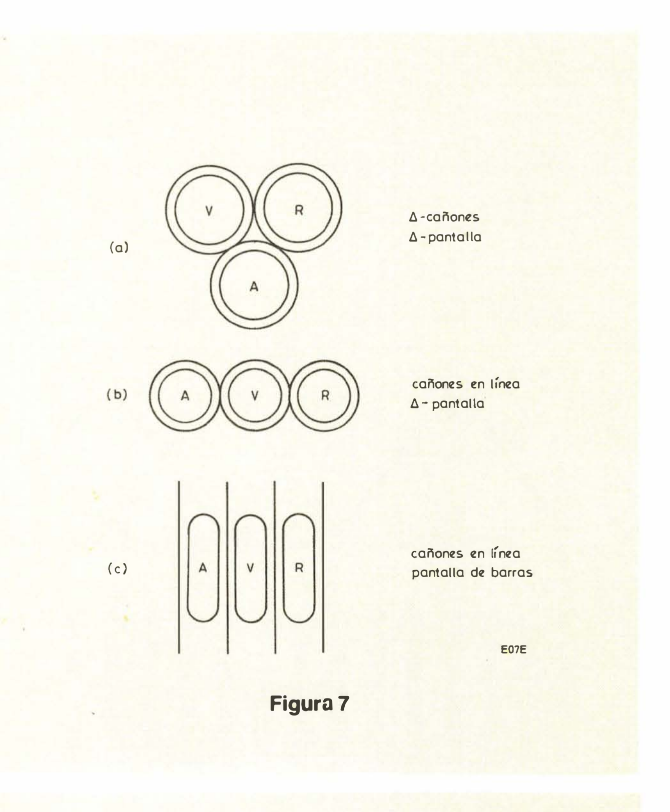



Figura 7

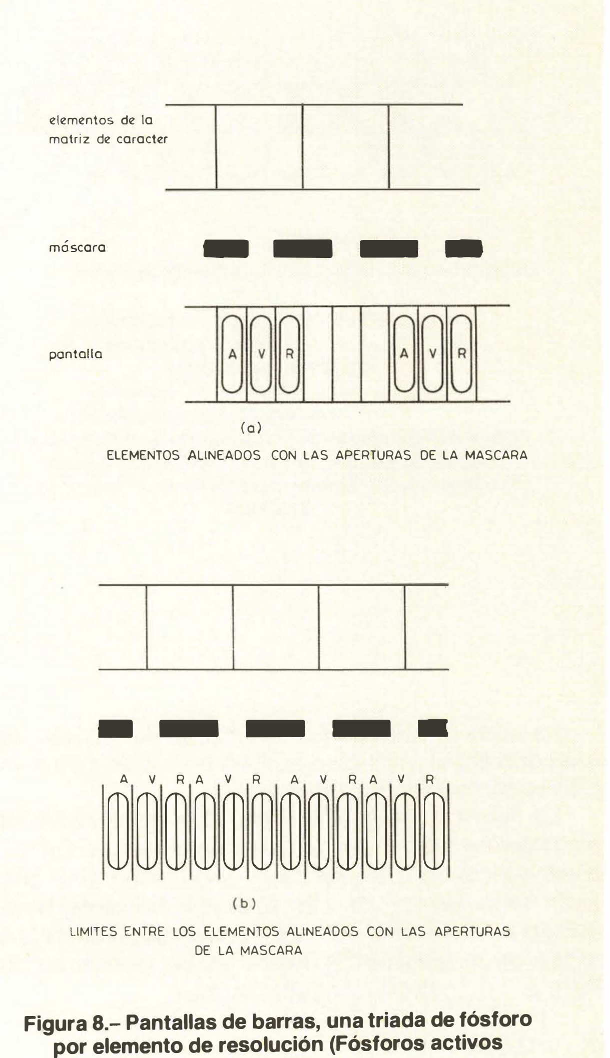



**Figura 8.– Pantallas de barras, una triada de fósforo por elemento de resolución (Fósforos activos sombreados)**

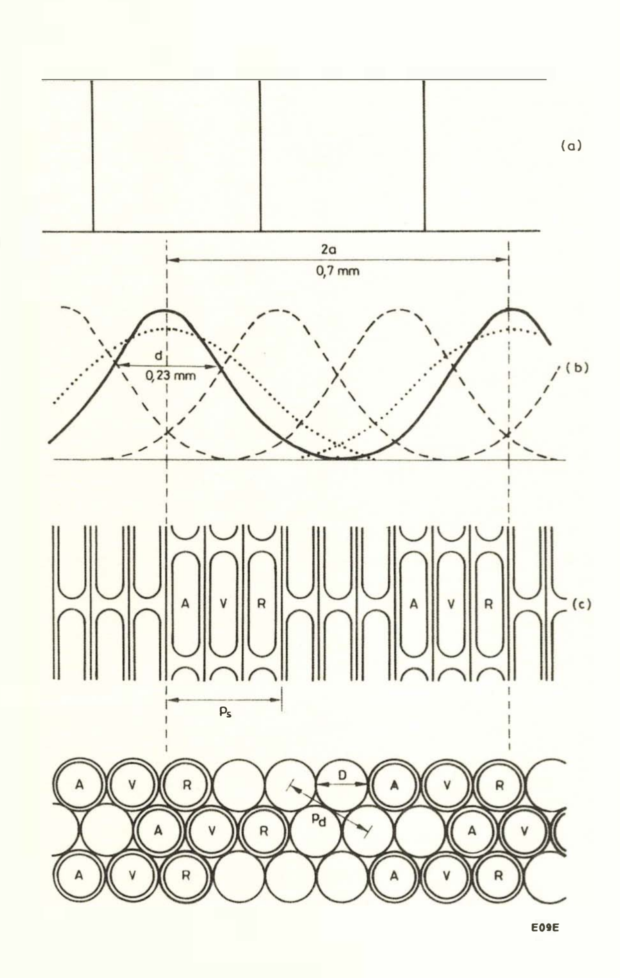



**Figura 9.– Geometría del visualizador de color.**

**(a) elementos de la matriz de caractere;s**
**(b) _ _ _ _ _ _ _ perfiles de luminancia de las lineas exploradas**
**_________ linea activa explorada**
**.............. perfiles de luminancia de los fósforos exploradas (en la dirección de exploración)**
**(c) triadas de fósforo de la pantalla de barras**
**(d) triadas de fósforo de la pantalla en delta (cañones en línea)**

La tabla 2 muestra los resultados de los cálculos correspondientes para los tres tipos principales de combinaciones pantalla/cañón electrónico.

La figura 9 resume los requisitos geométricos de las pantallas en delta y con barras, basados en la definición de coincidencia de la trama de la resolución y una distancia entre líneas tal que 3d = 2a. El ensanchamiento de la linea debido a la velocidad del "spot" (en la dirección de la exploración de la línea) se muestra en las curvas de puntos. Para a = 0,35 mm los resultados son:

d = 0,23 mm.
$p_s$ = 0,23 mm.
$p_d$ = 0,20 mm.

A causa de la poca precisión al establecer los límites de visibiliodad, la forma del perfil de la anchura de línea, el tiempo de subida de la señal de video, preferencias personales, etc. la exactitud de los cálculos no es grande. Sin embargo, pueden servir como guía para el cálculo de un sistema de visualización de color.

**TABLA 2**
**Requerimiento de las pantallas de color**

| cañones electrónicos<br>pantalla | △<br>△ | en línea<br>△ | en línea<br>con barras |
|---|---|---|---|
| Requerimientos mínimos para dos elementos de reducción | 4,5 D | 6 D | 3 $p_s$ |
| Valor máximo del paso | 0,77 a | 0,577 a | 0,667 a |
| para a = 0,35 mm: | | | |
| valor máximo del paso (mm) | 0,269 | 0,202 | 0,233 |
| valor máximo de D (mm) | 0,156 | 0,117 | 0,078 |

## EJEMPLO DE CÁLCULO

Consideremos un visualizador monócromo de 28 filas de 80 caracteres cada una. La matriz de caracter es 7 x 9 y la celdilla de caracter es 9 x 14. Suponemos que no existe entrelazado y trabajamos a 50 Hz. El número total de líneas exploradas es:

$$N = \frac{m_v C_v}{1-q_v} = \frac{14 \times 28}{1-0{,}08} = 426$$

y la frecuencia de barrido es

$$f_h = N f_v = 426 \times 50 = 21{,}3 \text{ kHz}$$

El período resulta entonces $\tau_h = 46{,}95 \mu s$

De los valores típicos dados anteriormente tenemos:

Tiempo de retroceso de línea
$$\tau_h \times p_h = 46{,}95 \times 0{,}16 = 7{,}51 \mu s$$
Tiempo de retroceso de cuadro
$$\tau_h \times p_v = 20 \times 0{,}04 = 0{,}8 \text{ ms}$$
Borrado de línea
$$\tau_h \times q_h = 46{,}95 \times 0{,}21 = 9{,}86 \mu s$$
Borrado de cuadro
$$\tau_v \times q_v = 20 \times 0{,}08 = 1{,}6 \text{ ms}$$
La duración en pantalla de un elemento es:

$$\tau = \frac{1-q_h}{f_h m_h C_h} = \frac{1-0{,}21}{21300 \times 9 \times 80} = 51{,}51 \text{ ns}$$

y el tiempo de subida es
$$\tau_r = \tau/3 = 17{,}2 \text{ ns}$$
La anchura de banda a 3 dB es $B_3 = 1/\tau = 19.4$ MHz que es también la frecuencia de reloj del circuito lógico.

En función del número de caracteres por fila, la medida horizontal del área del visualizador es:

H = 0,35 x 9 x 80 = 252 mm.

En función del número de filas, el valor vertical correspondiente es:

$$V = 0{,}35 \times 14 \times 28 = 137{,}2 \text{ mm.}$$

correspondiendo a una diagonal de 137,2/0,54 = 254 mm.

De esta forma comprobamos que el número de caracteres por fila es un requisito de diseño, que se puede satisfacer con un tubo monócromo de 15 pulgadas (S = 352 mm). La anchura de línea debe ser 0,234 mm (2a/3) para un brillo de pantalla de 170 cd/m². La altura útil de la pantalla de un tubo de 15 pulgadas es 227 mm, tal que el tubo tenga una resolución de 970 líneas (227/0,234).

Los resultados de los cálculos para varios sistemas de visualización se dan en la tabla 3.

**TABLA 3**
**Valores calculados de varios sistemas de visualizador gráfico de datos; $f_v$ = 50 Hz, no hay entrelazado**

| parametro | clase de visualizador: básico* | media página | | página completa | |
|---|---|---|---|---|---|
| formato | horizontal | horizontal | horizontal | vertical | horizontal |
| caracteres por fila, $C_h$ | 40 | 80 | 80 | 80 | 120 |
| número de filas, $C_v$ | 24 | 24 | 28 | 68 | 58 |
| número total de caracteres | 960 | 1920 | 2240 | 5440 | 6960 |
| matriz de caracter | 5 x 7 | 5 x 7 | 7 x 9 | 7 x 9 | 7 x 9 |
| celdilla de caracter | 6 x 10 | 6 x 12 | 9 x 14 | 9 x 14 | 9 x 14 |
| puntos por fila, $m_h C_h$ | 240 | 480 | 720 | 720 | 1080 |
| lineas activas, $m_v C_v$ | 240 | 288 | 392 | 952 | 812 |
| número total de puntos | 57600 | 138240 | 282240 | 685440 | 876960 |
| diagonal del visualizador (mm) | 117 | 233 | 350 | 466 | 526 |
| tño. del tubo más próx. (monocromo) | 9 in | 12 in | 15 in | 20 in | 22 in |
| diagonal util de la pantalla S (mm) | 228 | 295 | 352 | 473 | 530 |
| anchura de línea (mm) | 0,34 | 0,30 | 0,23 | 0,24 | 0,23 |
| resolución (líneas) | 430 | 660 | 970 | 1300 | 1400 |
| frecuencia de línea, $f_h$ (kHz) | 15,6 | 15,6 | 21,3 | 51,7 | 44,1 |
| duración total de la líneaa (μs) | 64,0 | 64,1 | 46,9 | 19,3 | 22,7 |
| tiempo de retroceso de línea (μs) | 12,0 | 10,3 | 7,5 | 3,1 | 3.6 |
| duración de la línea activa (μs) | 40,0 | 50,6 | 37,0 | 15,3 | 17,9 |
| número de líneas sin entrelazado | 312 | 312 | 426 | 1034 | 882 |
| duración de un elemento, $\tau$ (ns) | 166 | 106 | 51,5 | 21,2 | 16,6 |
| tiempo de subida, $\tau$ (ns) | 55,5 | 35 | 17,2 | 7,2 | 5,5 |
| anchura de banda a 3 dB (Mhz) (= frecuencia de reloj) | 6,0 | 9,5 | 19,4 | 47,1 | 60,3 |
| tubo de color más próximo (en línea) | 14 in | 14 in | 14 in | 20 in | 22 in |
| paso requerido, $p_s$ (mm) | 0,50 | 0,33 | 0,22 | 0,24 | 0,23 |

* Este sistema se basa en teletext y viewdata
in = pulgada

## SISTEMAS DE ALTA RESOLUCION

| Tamaño Pantalla Pulg. | (cm.) | Código Tubo | Código Bobina | Versiones Bobina | Angulo desviación (grados) | Diámetro Cuello (mm.) | Longitud Total (mm.) | Distancia entre Triadas (mm.) | Coeficiente transmisión de luz (%) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 10 | (25) | M25-100X | AT 1341 | /00/10/20/30 | 76 | 29,1 | 322,6 | 0,28 | 87,5 |
| 12 | (31) | M32-100X | AT 1351 | /00/10/20/30 | 76 | 29,1 | 359,1 | 0,31 | 85,5 |
| 14 | (37) | M37-102X | AT 1331 | /00/10/20/30 | 90 | 29,1 | 360,6 | 0,31 | 85,5 |
| 16 | (42) | M42-105X | AT 1361 | /00/10/20/30 | 90 | 29,1 | 389,1 | 0,31 | 86,0 |
| 20 | (51) | M51-105X | AT 1371 | /00/10/20/30 | 90 | 29,1 | 446,2 | 0,32 | 85,0 |

**FORMACION CODIGO COMERCIAL:** CODIGO TUBO/ _ _ _ _

Dos últimas cifras Código Bobinas — Código Versión

| Tamaño Pantalla | Tipo Tubo | Tipo de Bobina | Versiones | Código Comercial |
|---|---|---|---|---|
| 10" | M25-100X | AT 1341 | /00<br>/10<br>/20<br>/30 | M25-100X /4100<br>/4110<br>/4120<br>/4130 * |
| 12" | M32-100X | AT 1351 | /00<br>/10<br>/20<br>/30 | M32-100X /5100<br>/5110<br>/5120<br>/5130 * |
| 14" | M37-102X | AT 1331 | /00<br>/10<br>/20<br>/30 | M37-102X /3100<br>/3110<br>/3120<br>/3130 * |
| 16" | M42-105X | AT 1361 | /00<br>/10<br>/20<br>/30 | M42-105X /6100<br>/6110<br>/6120<br>/6130 * |
| 20" | M51-105X | AT 1371 | /00<br>/10<br>/20<br>/30 | M51-105X /7100<br>/7110<br>/7120<br>/7130 * |

(* SOLUCION PREFERENTE

| Tensiones típicas de diseño | | | | | | Resolución (−20dB) | Distorsión geometria de Imagen | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Anodo | Foco | Reja 2ª | Tensión corte | Filamento | | | | |
| (KV) | (V) | (V) | (V) | Vf(V) | If(mA) | (fósforos- | N/S (%) | E/W (%) |
| 22 | 3960-5720 | 250-750 | 100 | | | 570 | 2,0 | 4,5 |
| 23 | 4140-5980 | 250-750 | 100 | | | 720 | 2,0 | 4,5 |
| 25 | 4500-6500 | 250-750 | 100 | 6,3 | 662 | 800 | 2,0 | 4,5 |
| 25 | 4500-6500 | 250-750 | 100 | | | 850 | 2,0 | 4,5 |
| 25 | 4500-6500 | 250-750 | 100 | | | 900 | 2,0 | 4,5 |

| | IMPEDANCIA | | | | CORRIENTE DE DESVIACION | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $L_H$ | $R_H$ | $L_V$ | $R_V$ | $I_H$ (Ap-p) | | $I_V$ (Ap-p) | |
| **Versión** | **(mH)** | **(omh)** | **(mH)** | **(omh)** | **10"/12"** | **14"/16"/20"** | **10"/12"** | **14"/16"/20"** |
| /00 | 0,71 | 0,88 | 96,0 | 48,0 | 3,57 | 4,89 | 0,32 | 0,46 |
| /10 | 1,06 | 1,32 | 42,0 | 21,0 | 2,92 | 4,00 | 0,48 | 0,70 |
| /20 | 1,36 | 1,69 | 42,0 | 21,0 | 2,58 | 3,54 | 0,48 | 0,70 |
| (*) /30 | 1,93 | 2,39 | 19,2 | 9,6 | 2,16 | 2,96 | 0,71 | 1,03 |

(*) SOLUCION PREFERENTE

# ¿Quienes son nuestros lectores?



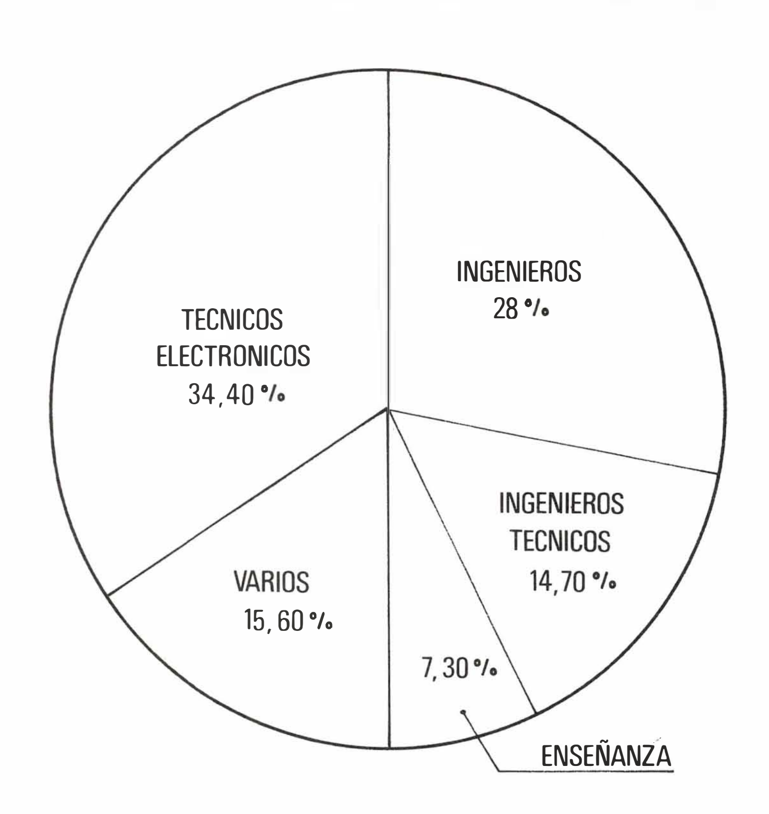

INGENIEROS ________________ 28 %

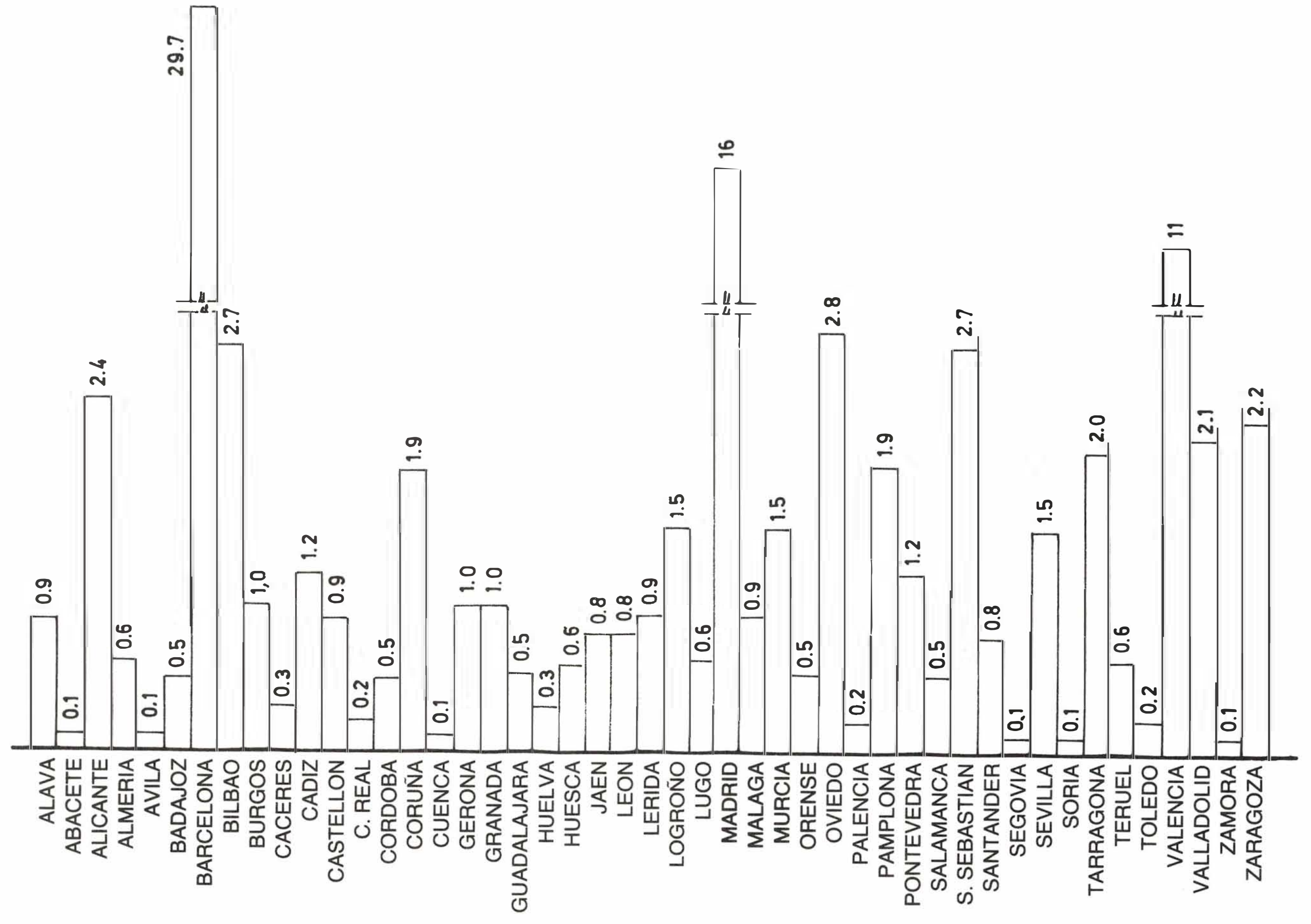
INGENIEROS TECNICOS ________ 14,70 %

TECNICOS ELECTRONICOS ______ 34,40 %

ENSEÑANZA _________________ 7,30 %

VARIOS ____________________ 15,60 %




Gracias a la gentil colaboración de nuestros lectores, podemos hoy ofrecer a Vds., los resultados de la encuesta realizada a finales del pasado año 1.981.

# Diseño de altavoces Hi-Fi 2ª parte

Antes de entrar en el estudio del altavoz de bobina movil se hará un breve repaso de la 1ª parte publicada en el Vol. 20 nº 12 de esta revista.

La impedancia de radiación, mecánica, específica y acústica de una esfera pulsante puede calcularse teniendo como base la ecuación de onda progresiva que es

$$\Phi = \frac{A}{r} e^{j(\omega t - Kr)} \qquad (14)$$

siendo $\Phi$ el potencial de velocidad y

$$k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

La impedancia de radiación específica está expresada por la ecuación,

$$Z_{SA} = \frac{P}{V} = \rho c \frac{jkr}{1+jkr} \qquad (15)$$

La impedancia de radiación mecánica por la ecuación:

$$Z_{MA} = 4\pi r^2 \rho c \frac{jkr}{1+jkr} \qquad (16)$$

y la impedancia de radiación acústica por la ecuación

$$Z_{AA} = \frac{\rho c}{4\pi r^2} \frac{jkr}{1+jkr} \qquad (17)$$

Lo que debemos considerar en nuestro estudio es el cociente

$$\frac{jkr}{1+jkr}$$

Si $kr > 1$ — impedancia resistiva pura
$kr < 1$ — impedancia reactiva pura

## ALTAVOZ DE BOBINA MOVIL

La impedancia de radiación mecánica de un altavoz será

$$Z_{MA} = \frac{F}{v} = \frac{P.S}{v} = \pi r^2 \rho c \frac{jkr}{1+jkr} \qquad (18)$$

donde F es la fuerza necesaria para superar la resistencia del conjunto (aire, cono, bobina, etc.) y v la velocidad del cono. Desde el punto de vista del análisis podemos considerar el cono como un pistón.

El estudio del pistón plano y rígido, oscilando en un bafle infinito, es mucho más difícil que el análisis de una esfera pulsante.

La solución del problema nos conduce a las ecuaciones de Bessel de primer orden y desarrollos matemáticos que escapan del contexto de esta publicación.

Resumimos los resultados de este estudio:

Para $kr \gg 1$, $Z_{MA}$ es la misma que para una esfera pulsante y $Z_{SA} = \rho c$.

Para todos los demas valores de kr tanto las componentes resistivas como reactivas de $Z_{MA}$ difieren de las que se aplican en el caso de la esfera pulsante.

Para $kr \ll 1$ el principal componente es la masa del aire M.

Para bafle infinito, $M_{MA} = 0{,}85\, S \rho r$, donde r es el radio del pistón y $S = \pi r^2$.

El circuito de movilidad del pistón en bafle infinito es el de la figura 20 donde

$$M_M = 0.85 \pi r^3 \rho \qquad R_1 = \frac{2{,}27}{\pi r^2 \rho c}$$

$$C_M = \frac{0{,}6}{\pi \rho c^2} \qquad R_2 = \frac{1}{\pi r^2 \rho c}$$

considerando el pistón como elemento real con su propia masa, elasticidad, y resistencia al movimiento. Debemos considerar también la resistencia que opone el aire al movimiento del pistón. Esta resistencia es importantísima para el cálculo de la potencia radiada por el pistón.

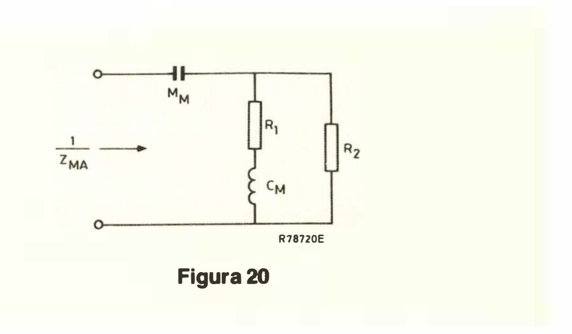


**Figura 20**

En el circuito eléctrico la potencia activa es siempre $W = I^2R$ no interviniendo la parte reactiva en el resultado; lo mismo sucede en nuestro estudio, la potencia acústica es función de la resistencia de la radiación.

Cuando $kr \gg 1$

$$\frac{1}{Z_{MA}} \simeq R_2 = \frac{1}{\pi r^2 \rho c}$$

y por lo tanto

$$Z_{MA} = S\rho c$$

S = superficie del pistón, y r = radio del pistón.

Cuando $kr \ll 1$ que caracteriza el margen de frecuencias en el cual trabaja generalmente el altavoz,deben considerarse las dos resistencias y también la masa mecánica de radiación.

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{0{,}221}{r^2 \rho c}$$

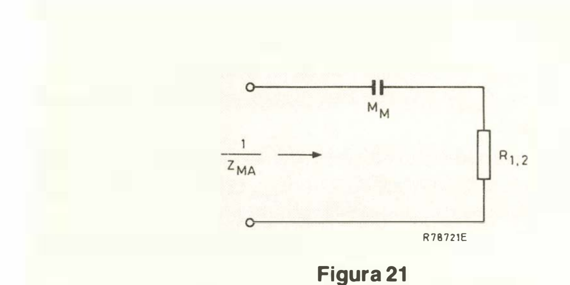



Figura 21

Figura 22

El circuito equivalente de movilidad es el mostrado en la figura 21, y el circuito equivalente de impedancias en la figura 22.

Este circuito puede ser transformado al equivalente serie (ver figura 23) donde

$$R_{ser} = 1{,}57\omega^2 r^3 \rho \qquad (19)$$

y

$$M_{ser} = 2{,}67 r^3 \rho \qquad (20)$$

Vemos que la potencia acústica $W_A$ es directamente proporcional a la resistencia de la radiación.

$$W_A = R_{ser} v^2 \qquad (21)$$

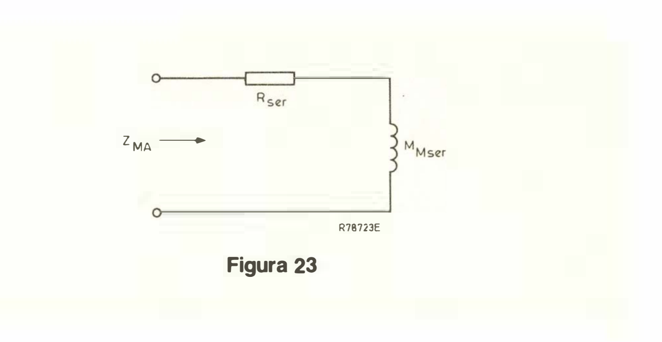



Figura 23

## ALTAVOZ DE BOBINA MOVIL CON RADIADOR DIRECTO

### Principios de funcionamiento

Todos los altavoces de bobina móvil funcionan de acuerdo con los mismos principios generales. La figura 24 muestra el método de construcción de un típico altavoz de bobina móvil con radiador directo donde la señal de salida del amplificador alimenta a la bobina móvil suspendida en el entrehierro de un potente campo magnético mediante un sistema de centrado.

La parte inferior del cono está unida a la bobina móvil y la parte superior está unida a la armadura mediante un sistema elástico.

La corriente que pasa a través de la bobina produce un campo magnético perpendicular al campo producido por el imán, las fuerzas de atracción y repulsión de estos campos producen el movimiento de la bobina a la misma frecuencia de la señal eléctrica. El movimiento oscilante del cono que está unido a la bobina produce las llamadas ondas sonoras.

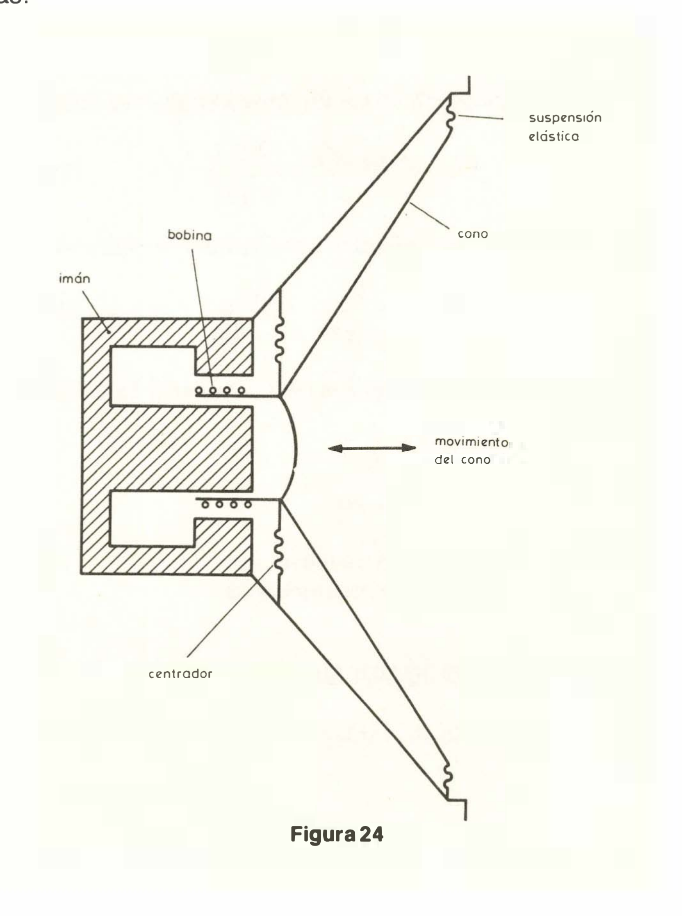



Figura 24

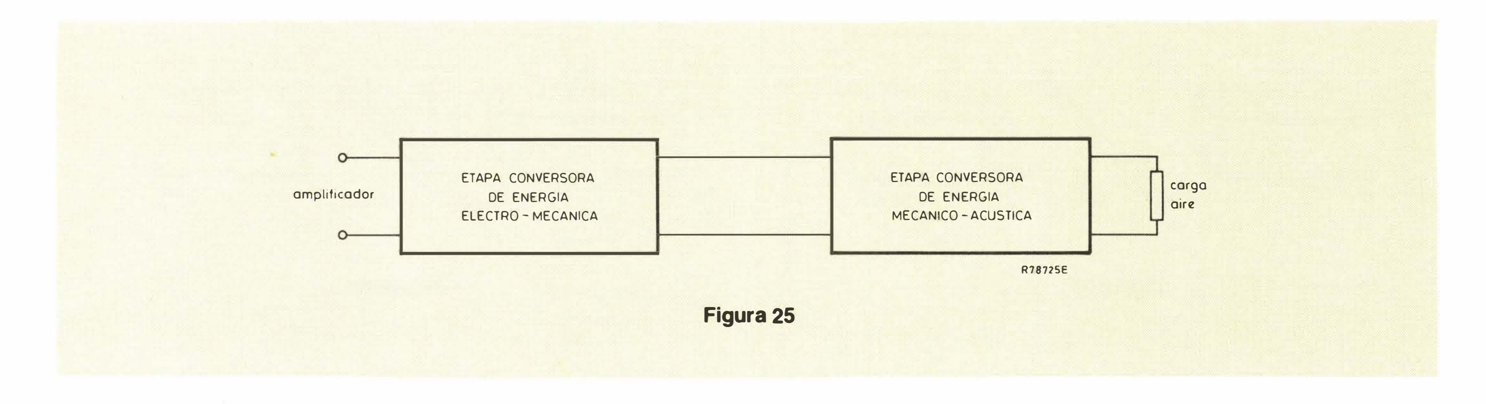



**Figura 25**

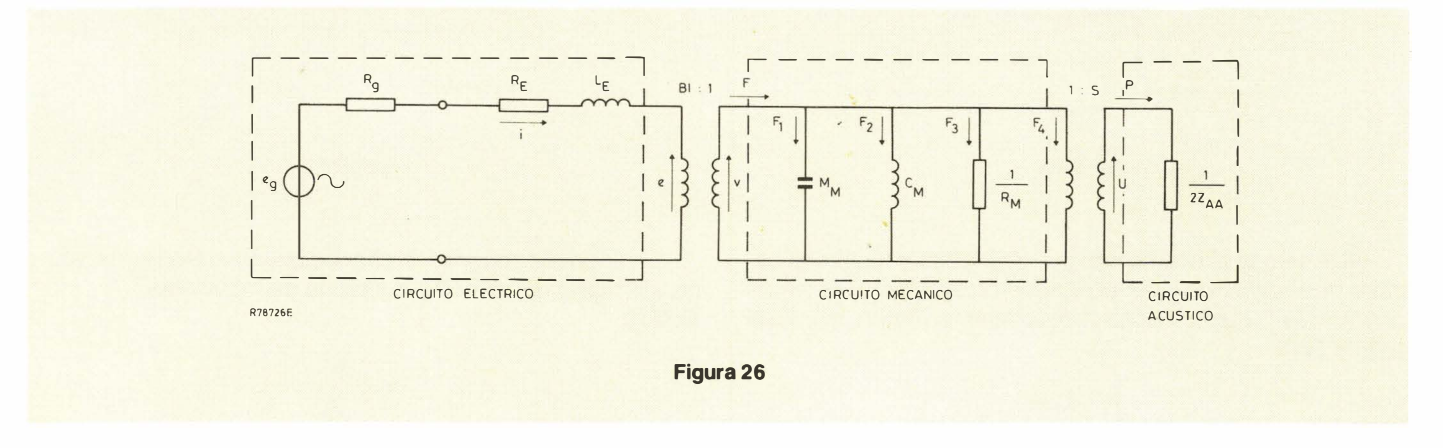



**Figura 26**

## DOS ETAPAS CONVERSORAS DE ENERGIA

A los altavoces se les suele llamar transductores electro mecánico-acústicos. Veamos las razones: Se les llama transductores porque transforman un tipo de energía en otro tipo de energía distinto. Se les llama transductores electro-mecánico-acústico porque transforman la energía eléctrica aplicada a la bobina, W = V.I, en energía mecánica, W = F.a, y ésta, finalmente, se transforma en energía acústica, $W_A = R.v^2$.

Nota. Potencia = energía x unidad de tiempo.

Esta conversión de energía debe realizarse con el mínimo de distorsión y el máximo de eficacia entre el amplificador de potencia y el altavoz. Para lograrlo es conveniente adaptar las impedancias.

Desafortunadamente, esto solo es posible para un margen limitado de frecuencias debido a la variación de la impedancia del amplificador y el altavoz en función de la frecuencia.

Si se supone que el altavoz está montado en un bafle infinito, debemos considerar la impedancia de radiación, $Z_{AA}$, de ambos lados del altavoz pues le cuesta lo mismo mover el aire de la cara anterior que el de la posterior y, como consecuencia, el esfuerzo es doble. Pero para efectos de cálculo de la energía radiada, solo debemos considerar una $Z_{AA}$.

Los elementos que intervienen en el estudio del comportamiento del altavoz son:

a.) amplificador:
- $I_g$ = fuerza electromotriz
- $R_g$ = resistencia interna

b.) bobina móvil:
- $R_E$ = resistencia ohmnica de la bobina
- $L_E$ = inductancia propia de la bobina

c.) altavoz como elemento masa-resorte:
- $M_M$ = masa mecánica del
- $R_M$ = masa mecánica del sistema móvil
- $C_M$ = compliancia mecánica del sistema móvil.

d.) aire:
- $M_A$ = masa mecánica del aire (en movimiento)
- $R_A$ = resistencia del aire

La figura 26 nos indica como se combinan dichos elementos.

Esta figura es el esquema que representa exactamente todos los elementos que componen el altavoz y es el punto de partida para el estudio del comportamiento de dicho sistema.

La primera parte no tiene mayor complicación. El amplificador lo consideramos como un generador ideal asociado y una resistencia interna, la bobina móvil tiene una resistencia y una inductancia propias.

El problema se presenta al tener que relacionar un circuito eléctrico con un circuito mecánico. Para ello recordemos algunos principios básicos de electricidad y magnetismo. Si tenemos un campo magnético y movemos el conductor con una velocidad, u, dentro del campo magnético, aparecerá una tensión, e, en los extremos del conductor (figura 27). Esta tensión será:

$$e = B\,l\,v$$

siendo e = fuerza electromotriz inducida en voltios
B = densidad del flujo radial en el entrehierro en Teslas
l = longitud del conductor en metros
u = velocidad del conductor en m/s.

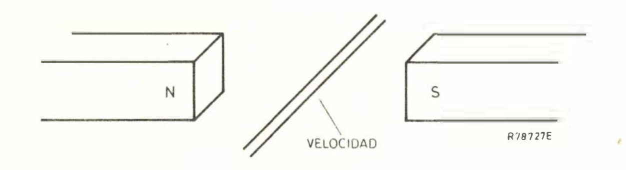



Figura 27

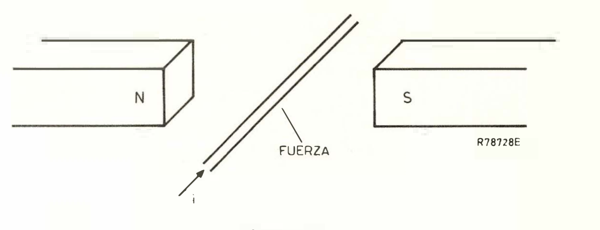



Figura 28

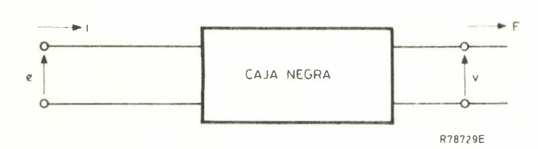



Figura 29

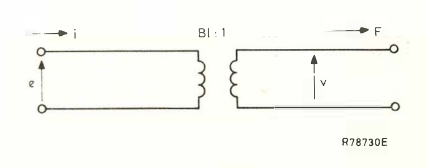



Figura 30

Si tenemos el mismo campo magnético y hacemos circular una corriente, i, por el conductor, aparece sobre éste una fuerza F que le obliga a desplazarse (figura 28). Esta fuerza será:

$$F = B\,l\,i$$

siendo F = fuerza en Newtons
B = densidad del flujo radial en el entrehierro en Teslas
l = longitud del conductor en metros
i = intensidad en Amperios.

Ya tenemos los principios básicos de la primera conversión de energía. Aplicamos a los dos terminales de entrada una tensión, e, y una intensidad, i, y en los dos de salida debe aparecer Fuerza y Velocidad (figuras 29 y 30).

La caja negra la podemos substituir por un hipotético transformador de relación Bl:1. Veamos por qué:

La tensión, e, se transforma en una velocidad, u:

$$e = B\,l\,v$$

La intensidad, i, se transforma en una fuerza F:

$$F = B\,l\,i$$

luego,

$$\frac{e}{v} = \frac{F}{i} = Bl\,,$$

que es la relación de transformación.

En los bornes de este hipotético transformador (figura 30) tenemos la velocidad como tensión y la fuerza como flujo; luego lo que debemos conectarle debe ser un circuito de movilidad.

## UN CIRCUITO MECÁNICO

El circuito mecánico está compuesto de masa $M_M$, resistencia mecánica y compliancia $C_M$.

La figura 31 muestra el circuito de impedancia mecánica y la figura 32 muestra el circuito de movilidad.
Donde

$$v = \frac{F}{Z_M}$$

$$Z_M = j\omega M_M + \left(\frac{1}{j\omega C_M}\right) + R$$

$$v = \frac{F}{j\omega M_M + \left(1/j\omega C\right) + R}$$

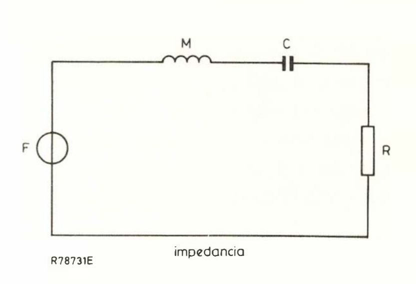



Figura 31

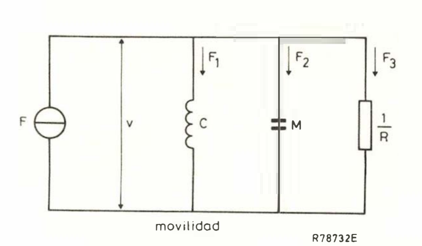



Figura 32

En el circuito de movilidad podemos escribir:

$$F = F_1 + F_2 + F_3$$

lo que demuestra que los circuitos de las figuras 31 y 32 son iguales.

Este estudio nos permite colocar la parte mecánica según la figura 26.

Nos queda por estudiar como relacionamos la parte mecánica con la acústica. Antes de entrar en el estudio que nos permita relacionar ambas partes debemos estudiar la impedancia de radiación.

## IMPEDANCIA DE RADIACIÓN

El último eslabón del sistema es la conversión de la energía mecánica en acústica.

El altavoz genera las llamadas ondas sonoras, que no son más que un movimiento de particulas de aire. El aire ofrece una cierta resistencia al movimiento, y esto es lo que vamos a estudiar.

En la discusión de las caracteristicas del altavoz se ha supuesto que se encuentra montado un bafle infinito, y por tanto, la radiación posterior no puede afectar a la radiación directa. En estas condiciones, la resistencia del aire sobre el cono del altavoz, aparece como una impedancia mecánica $Z_{MA}$. El subíndice se utiliza como referencia "mecánica del aire", luego $Z_{MA}$ es la impedancia mecánica del aire. Esta impedancia está formada por una resistencia mecánica del aire $R_{MA}$ y una inductancia mecánica del aire $M_{MA}$.

$$Z_{MA} = R_{MA} + j\omega M_{MA} \qquad (22)$$

Es sumamente interesante considerar el comportamiento de la resistencia de radiación $R_{MA}$, pues como ya se dijo, este componente $Z_{MA}$ es el único que contribuye al desarrollo de la potencia acústica.

En un sistema de bobina móvil, la masa de radiación $M_{MA}$, es, generalmente, despreciable ya que está en serie con la $M_{MA}$ y es mucho más pequeña que dicha $M_M$, masa mecánica del sistema móvil.

La figura 33 muestra la variación de la resistencia y reactancia mecánica del aire en función de la frecuencia. Se puede considerar que el valor de $R_{MA}$ en la parte lineal de la gráfica viene dado por

$$R_{MA} = \frac{1,57\,\omega^2\, r^4 \rho}{c} \qquad (23)$$

donde $\omega = 2\pi f$; f= frecuencia en Hz.
r = radio del cono en metros
$\rho$ = densidad del aire: 1,18 Kg/m$^3$
c = velocidad del sonido: 344 m/s

Esto es válido para kr < 1 que corresponde al espectro de frecuencias en los que normalmente trabaja el altavoz. La reactancia de radiación viene dada por

$$X_{MA} = j\omega M_{MA} \qquad (24)$$

$$M_{MA} = 2,67\, r^3 \rho \qquad (25)$$

La figura 33 y las unidades utilizadas en ella requieren una explicación.

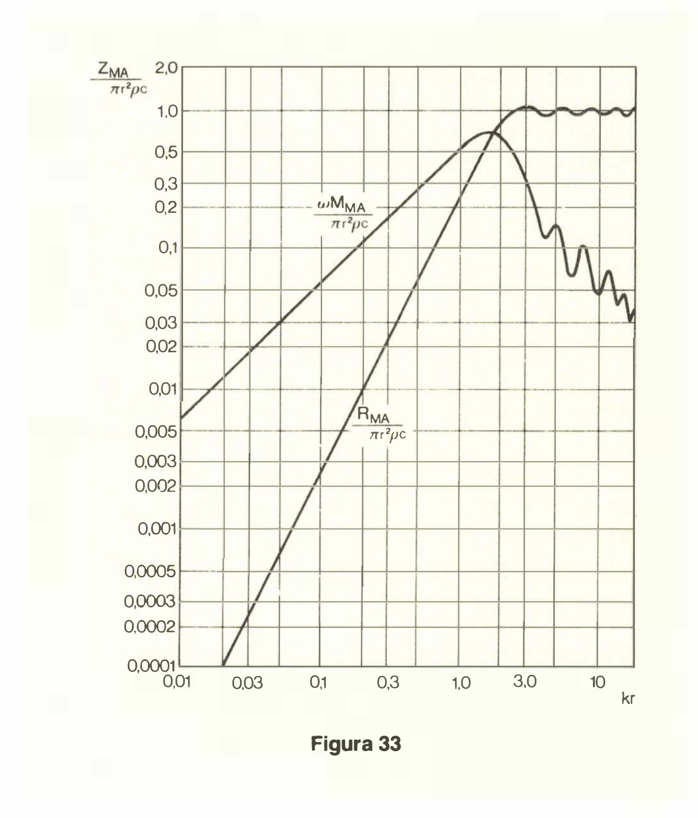



**Figura 33**

En el eje de abcisas vemos representados valores del producto kr y sabemos

$$kr = 2\pi f r/c = 2\pi r/\lambda$$

luego kr es función de la frecuencia; también puede verse que kr=2 no es más que la relación de la circumferencia del cono a la longitud de onda. En el eje de ordenadas se representa la parte real e imaginaria de la impedancia de radiación normalizada. Se divide $R_{MA}$ y $X_{MA}$ por $\pi r^2 \rho c$ porque las expresiones $R_{MA}$ y $X_{MA}$ incluyen este factor.

Para valores de kr < 1, tanto la parte real como imaginaria de la impedancia de radiación varían linealmente respecto a la frecuencia. Por encima del punto donde kr=2, la resistencia de radiación aumenta, de acuerdo con la ecuación 23, proporcionalmente a f$^2$. Para valores de kr > 2, la situación cambia y no pueden aplicarse la ecuaciones 23 y 24, la resistencia de radiación viene dada por

$$R_{MA} = \pi r^2 \rho c \qquad (26)$$

y permanece constante e independiente de la frecuencia.

Conocido ya el comportamiento del aire como carga sobre el cono del altavoz, podemos explicar la segunda etapa conversora de energía (mecánico-acústica).

En la figura 26 se ha expuesto el porqué del primer transformador ideal; veamos el por qué del segundo. Sabemos cual es la impedancia mecánica de radiación del aire $Z_{MA}$, pero la impedancia acústica del aire es

$$Z_{AA} = \frac{P}{u}$$

$$Z_{MA} = \frac{F}{v} = \frac{P\ S}{v} = \frac{P}{u} S^2$$

$$Z_{MA} = Z_{AA} S^2$$

siendo u= velocidad volumétrica, (velocidad por unidad de volumen

v= velocidad lineal de las partículas V=N/s

luego con un transformador ideal de relación 1 = S, podemos pasar de la impedancia acústica de radiación del aire a la impedancia mecánica de radiación del aire, (figura 34).

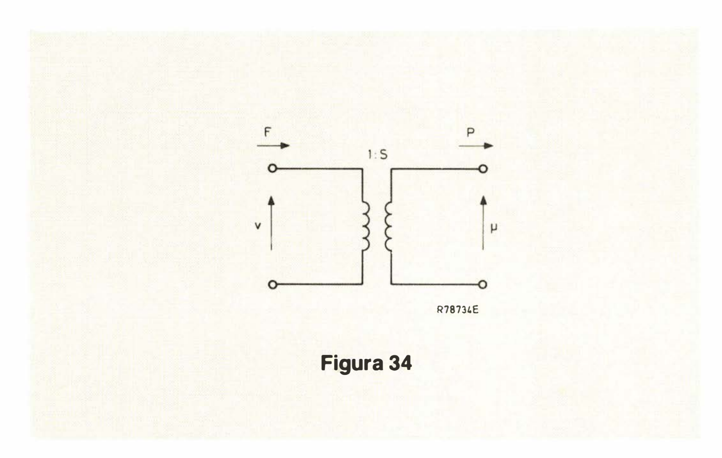



**Figura 34**

Con todo lo estudiado anteriormente podemos pasar a simplificar el esquema general dado en la figura 26.

Como primer paso, transformaremos la impedancia acústica en mecánica y tendremos la figura 35.

Ahora podemos pasar la parte eléctrica al circuito mecánico (figura 36) o bien la parte mecánica al circuito eléctrico, (Figura 37).

## EFECTO DE LA IMPEDANCIA MECANICA EN LA POTENCIA ACUSTICA

Para determinar el comportamiento del altavoz es necesario examinar el efecto de cada uno de los componentes del conjunto y, en particular, de la impedancia mecánica.

Por simplicidad, el circuito equivalente del altavoz se ha reducido a los componentes que se muestran en la figura 38. El circuito es válido para un generador de fuerza constante o un generador de intensidad constante.

La impedancia mecánica del cono es considerablemente mayor que la correspondiente a la carga del aire, porque que la fuerza o corriente estará determinada casi exclusivamente por el cono y no por el aire.

Se examinan a continuación los efectos de cada uno de los componentes mecánicos, suponiendo que el cono es completamente rígido.

### *Control por masa*

Suponiendo que la impedancia de la masa es predominante, se puede escribir

$$v = \frac{F}{\omega M_M} = \frac{F}{2\pi f M_M} \qquad (27)$$

donde F es la fuerza aplicada.

**Figura 35**

**Figura 36**

**Figura 37**

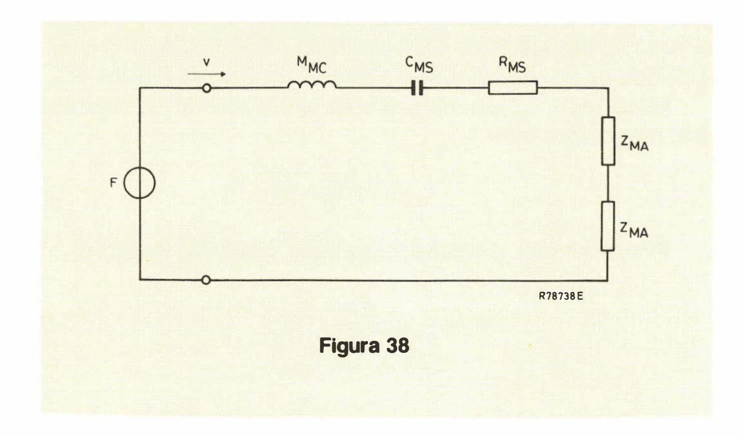



**Figura 38**

La potencia radiada por el altavoz montado en un bafle infinito está en relación directa con la resistencia de radiación $R_{MA}$ como se estudió anteriormente. La fórmula (28) es el equivalente mecánico de la ley de Ohm.

$$W_A = v^2 R_{MA} \qquad (28)$$

v=velocidad lineal con que se mueve el cono.

Sustituyendo (27) en (28), tenemos

$$W_A = \frac{F^2}{4\pi^2 f^2 M_M^2}$$

En la ecuación (23) se ha visto que $R_{MA}$ crece según $f^2$; $W_A$ variará proporcionalmente a

$$\frac{1}{f^2} \cdot f^2$$

lo que implica que $W_A$ es constante para valores de $kr < 2$, es decir, la potencia radiada es independiente de la frecuencia.

Para valores de $kr > 2$, $R_{MA}$ es independiente de la frecuencia, luego en este caso $W_A$ variará proporcionalmente a

$$\frac{1}{f^2} \cdot cte = \frac{1}{f^2}$$

y por tanto, la potencia acústica cae con una pendiente de 6 dB/octava, La figura 39 representa la variación de la potencia acústica $W_A$ en función de la frecuencia.

## *Control por resistencia (velocidad constante)*

Suponiendo que la resistencia R es la dominante, con altos factores de amortiguamiento la resistencia R es prácticamente igual a $R_M$, con lo que tenemos el caso de generador de corriente c onstante o, considerando.

$$R = R_{MA} + (Bl)^2 / R_E$$

tenemos el caso de control por generador de tensión constante.

La potencia acústica será

$$W_A = \frac{F^2}{R^2} R_{MA}$$

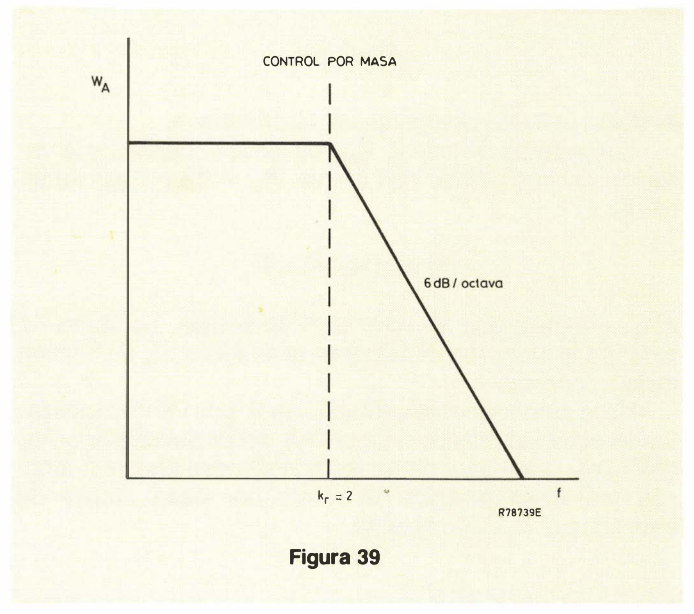



**Figura 39**

con $kr < 2$, $R_{MA}$ crece según $f^2$, luego $W_A$ varía proporcionalmente a

$$\text{constante} \cdot f^2 = f^2$$

Esto significa que la potencia acústica $W_A$ aumenta con la frecuencia a razón de 6 dB/octava.

Con $kr > 2$, $R_{MA}$ es independiente de la frecuencia con lo que $W_A$ será también independiente de la frecuencia. La figura 40 muestra la variación de la potencia acústica $W_A$ en función de la frecuencia.

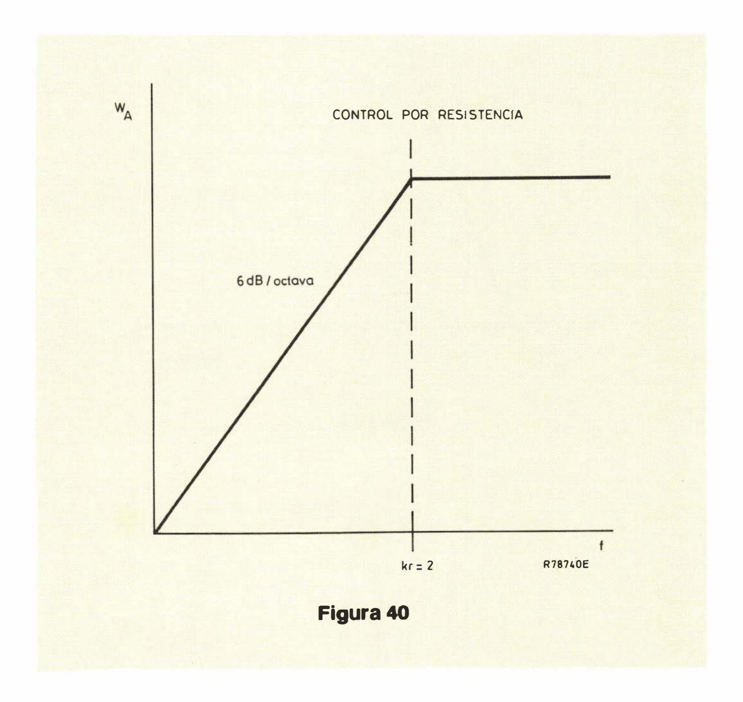



**Figura 40**

## *Control por rigidez*

Suponiendo que la compliancia de la suspensión $C_M$ es la dominante puede escribirse

$$W_A = F^2 4\pi r^2 C_M^2 R_{MA}$$

con $kr < 2$, $R_{MA}$ crece según $f^2$, luego $W_A$ varía proporcio-

nalmente a

$$f^2 . f^2 . = f^4$$

es decir, con una pendiente de 12 dB/octava.

Con valores de kr > 2, $R_{MA}$ es independiente de la variación de frecuencia, con lo que $W_A$ varía proporcionalmente a,

$$\text{constante} . f^2 = f^2 ,$$

lo que implica que $W_A$ crezca 6 dB/octava. La figura 41 muestra la variación de la potencia acústica $W_A$ en función de la frecuencia.

De lo anteriormente expuesto se puede ver que existen varias posibilidades de mantener la potencia acústica, $W_A$, constante. La mayor parte de los altavoces electrodinámicos operan en la región de control por masa, ampliando esta zona el máximo posible.

## FRECUENCIA FUNDAMENTAL DE RESONANCIA

Dado que el altavoz tiene una masa propia y una compliancia, es lógico que si nosotros presionamos el cono del altavoz y los soltamos bruscamente, éste se desplaza siguiendo un movimiento sinusoidal amortiguado (figura 42).

El período $T_0$ sabemos que es la inversa de la frecuencia, luego ésta será

$$f_0 = 1 / T_0$$

Por otro lado, la frecuencia puese expresarse según

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{M_M C_M}}$$

Esta frecuencia $f_0$ debe ser lo más baja posible.

Para valores de $f < f_0$ tenemos control por rigidez y para valores de $f > f_0$ tenemos control por masa.

De todo este estudio se desprende que al altavoz debe funcionar es la región de control por masa. La razón es óbvia. En esta región, al variar la frecuencia, la potencia $W_A$ se mantiene constante y, así, no tenemos distorsión de amplitud.

Este estudio justifica también el hecho de que los altavoces de agudos tengan un diámetro mucho menor que los altavoces graves. Puesto que nos interesa un control por masa, el producto kr debe ser menor que dos, pero en la mayoria de casos se toma menor que uno.

Sabemos que

$$kr = \frac{2\pi f}{c} r = \frac{2\pi}{c} fr$$

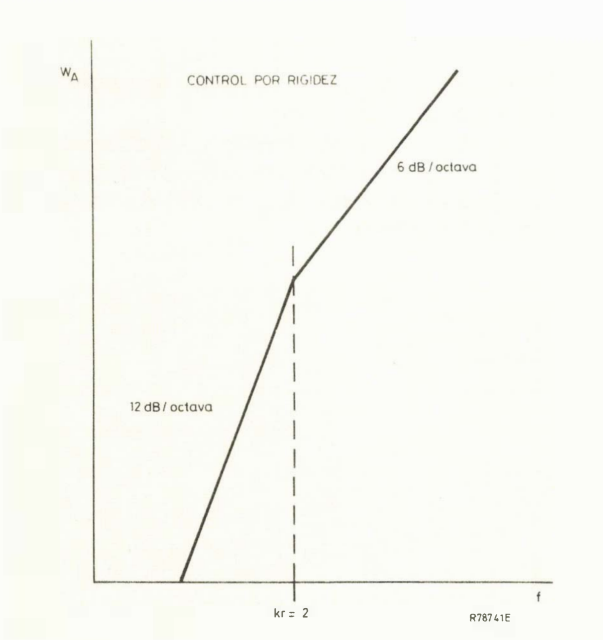



Figura 41

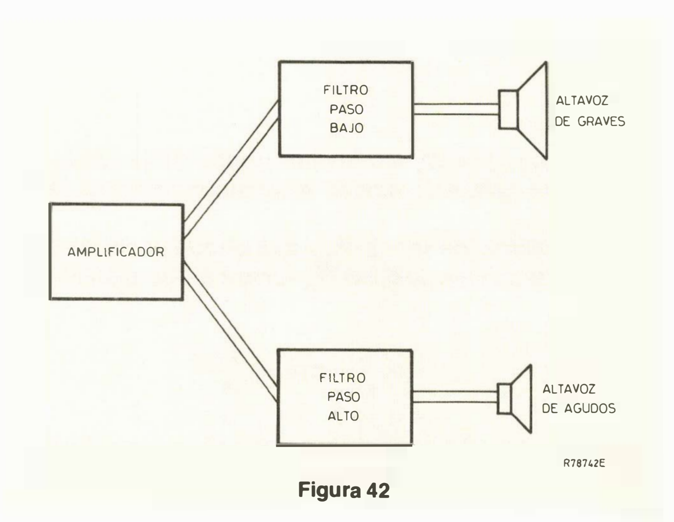



Figura 42

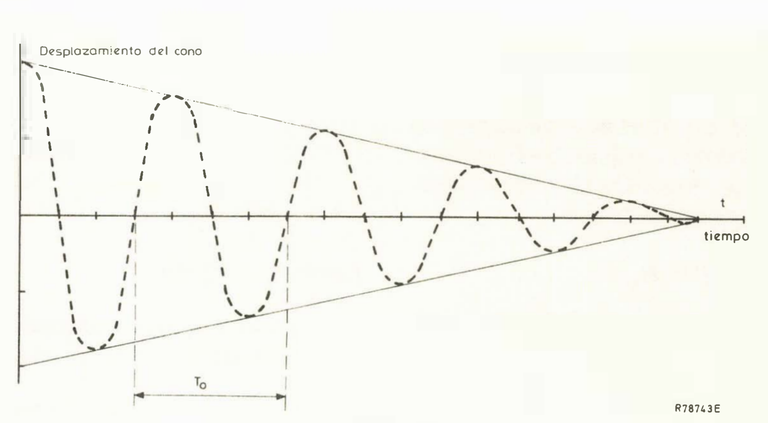



Figura 43

y si es f es grande para mantener el producto kr < 1, debemos disminuir r.

Esta técnica nos obliga a utilizar los llamados filtros de frecuencias. Por ejemplo, si tenemos dos altavoces, uno de graves (gran diámetro) y otro de agudos (pequeño diámetro), debemos colocar en el bafle un filtro divisor de frecuencias que separe las frecuencias altas de las bajas. (figura 43).

Nota: Generalmente los altavoces de bobina, en contra de lo expuesto con anterioridad, operan en la región de velocidad constante (factor de amortiguamiento alto) porque debido a la forma de la bobina, la resistencia de radiación R, permanece constante a frecuencias bajas.

## CARACTERISTICA DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA

A continuación estudiaremos la respuesta del altavoz en todo el margen de frecuencias de audio.

El espectro de frecuencia se divide en cuatro partes tal como indica la figura 44. A muy bajas frecuencias, la compliancia es el factor de control y la energía radiada es proporcional a $f^4$ aumentando 12 dB/octava al incrementar la frecuencia. (región A en la figura 44).

A la frecuencia fundamental de resonancia la reactancia mecánica es cero ya que la reactancia de la masa del cono es igual a la reactancia de rigidez de la sujección y, en este caso, la impedancia mecánica es mínima. El altavoz se comporta como un circuito serie LCR. La impedancia eléctrica aumenta al máximo como un circuito LCR paralelo. Los problemas de amortiguamiento aparecen en estas condiciones y si el altavoz está fuertemente amortiguado, la corriente y la velocidad de la bobina son aproximadamente constantes.

La variación de la potencia acústica es proporcional a la resistencia de radiación $R_{MA}$ y de la figura 33 se deduce la forma de variación de dicha potencia acústica. (Región B, figura 44).

Para frecuencias por encima de la resonancia empezamos a tener control por masa y la potencia acústica se mantiene constante e independiente de la frecuencia. (Zona C, figura 44).

Para frecuencias más altas, seguimos teniendo control por masa, pero el producto kr es mayor que dos.

Según la figura 39, vemos que la potencia acústica cae 6 dB/octava, que concuerda con la parte D de la figura 44.

Si la frecuencia sigue aumentando la inductancia de la bobina móvil contribuye al estudio del sistema con un aumento de la pendiente de caída de la potencia acústica que pasa de 6 dB/octava a 12 dB/octava. (Región D de la figura 44). Las anteriores consideraciones aplicadas a la potencia pueden aplicarse también expresarse en función de la presión. Esta última afirmación no es totalmente cierta. La potencia radiada se expresa como

$$W_A = v^2 R_{MA}$$

y la velocidad es

$$v = \frac{F}{Z_r}$$

luego

$$W_A = \frac{F_c}{Z_r} R_{MA}$$

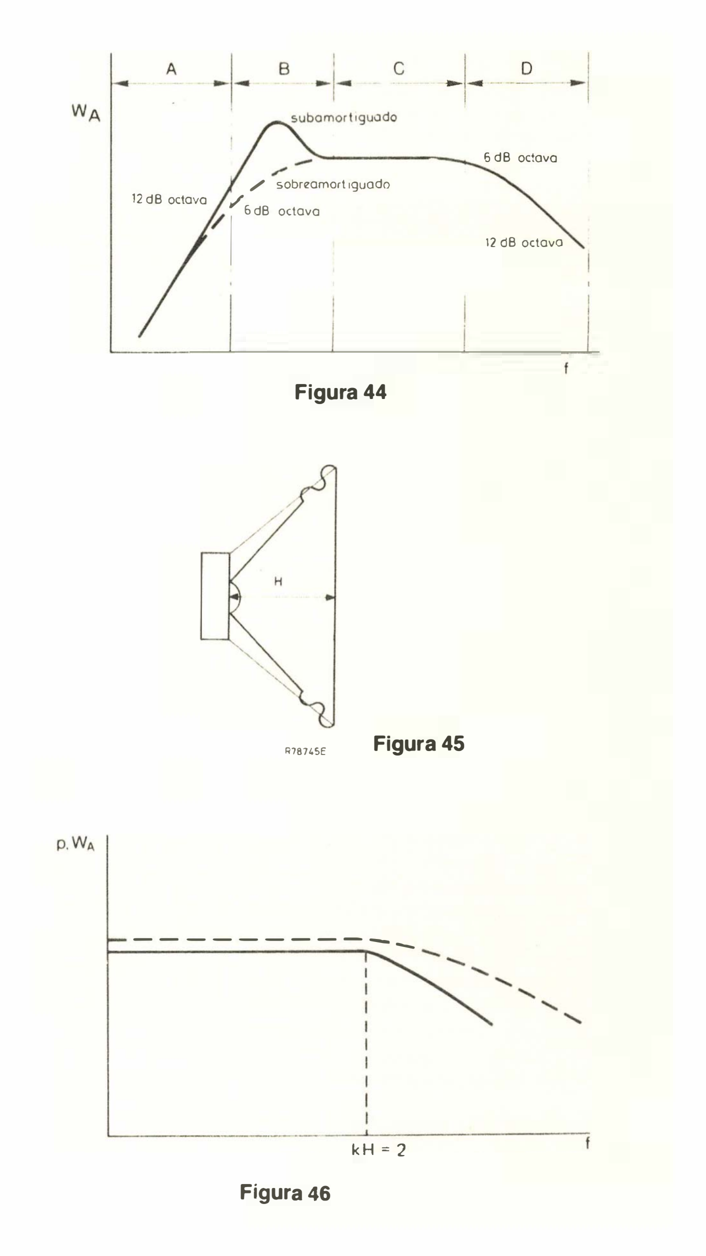



Figura 44

Figura 45

Figura 46

Sabemos que F = P S, con lo cual vemos que existe una relación entre la presión y la potencia. Dependiendo del punto donde se mida dicha presión, el valor de $Z_r$ y $R_{MA}$ varía hasta el extremo que podemos encontrar puntos en que la potencia es cero, existiendo en dichos puntos, presión y velocidad.

Para el altavoz esta relación entre la potencia radiada y la presión, será cierta en las regiones A, B, y parte de la C. En esta región C, el diagrama polar del altavoz en un bafle infinito es, aproximadamente, una semiesfera porque las dimensiones del cono son pequeñas comparadas con la longitud de onda. La fuente de sonido puede ser considerada como una fuente puntual.

Para frecuencias altas, parte superior de la C y toda la región D, el sonido es radiado principalmente en la dirección del eje. Para un pistón plano y rigido la presión en el eje es independiente de la frecuencia en las regiones C y D, pero en un altavoz cónico, de profundidad H, figura 45, la potencia empieza a decrecer cuando el producto KH = 2. Ver Figura 46.

Las ondas de presión originadas en diferentes puntos del cono, recorren distancias distintas para llegar a un mismo punto del eje y, por tanto, tienden a cancelarse unas con otras.

## CAMARAS LLLTV NORMALES QUE VEN A LA LUZ DE LAS ESTRELLAS

Se puede hacer que las camaras normales de vigilancia con el tubo "NEWVICON" sean adecuadas en aplicaciones en las que se dispone de un nivel de luz muy bajo añadiéndoles el intensificador de imagen XX 1500 TV. Este intensificador de imagen funciona con el nivel de luz más bajo posible (la luz de las estrellas con cielo nublado) y además es insensible a las luces intensas.

El XX 1500 TV pesa menos de 185 gramos. Con la ayuda de un adaptador este intensificador se acopla adecuadamente entre las lentes y el tubo de cámara directamente a los tubos "NEWVICON" normales por medio de un acoplamiento óptico alojado en el adaptador.

El XX 1500 TV se auto-enfoca electrostáticamente. Tiene una pantalla de fósforo P20, ventanas de entrada y de salida de 18 mm. con fibras ópticas y fotocátodo S25 con máscara rectangular (el área útil del fotocátodo es de 10,8 x 14,4 mm.), sus sobresalientes características incluyen control de ganancia automático y manual (ganancia mínima de 65000), control automático de brillo y protección contra destellos. Además, el XX 1500 TV tiene una distorsión baja, unos factores de transferencia de la modulación excelentes y una relación señal-ruido elevada.

Un recubrimiento micro-canal le proporciona protección contra puntos brillantes de luz, y actua contra halos y arrastres.

El XX 1500 puede soportar sacudidas debidas a choques de 500 G, y tiene una previsión de vida mayor de 5.000 horas. Tiene una fuente de alimentación integrada que acepta una amplia gama de baterías normales, tanto recargables como rechazables.

En breve serán anunciadas especificaciones mejoradas para toda la gama XX 1500.

Para mayor información dirigirse a MINIWATT, S.A. – División Comercial .– c/ Balmes 22 . Telf. 301 63 12 . BARCELONA 7

## MAGNETRONES CONTROLADOS ELECTRONICAMENTE

Los magnetrones "MINIWATT" YJ 1193E e, YJ 1195 E se utilizan en aplicaciones de caldeo industrial por microondas, que exigen que la potencia de salida pueda ser regulada de forma contínua, dentro de un margen amplio.

Han sido desarrollados a partir de los tipos existentes YJ 1193 e YJ 1195, pero llevan electroimanes en lugar de imanes.

La potencia de salida del magnetrón se puede ajustar a través de la fuente de alimentación del electroimán, dentro del margen de 1 a 6 kW. La fuente de alimentación principal del ánodo no necesita, por lo tanto ser estabilizada ni regulable, lo que significa una importante reducción en el coste.

Estos magnetrones de onda contínua y refrigeración por agua tienen el cátodo de caldeo rápido y elevado rendimiento. Son idénticos a los precedentes si no se tienen en cuenta pequeñas diferencias mecánicas.

Los electroimanes tienen que ser construídos por el fabricante de los equipos, para lo cual se pueden suministrar dibujos de los mismos.

Para mayor información dirigirse a MINIWATT, S.A. – División Comercial .– c/ Balmes 22 . Telf. 301 63 12 . BARCELONA 7.

## Visualizadores de cristal líquido Videlec

**MINIWATT – División Comercial**, presenta la línea de visualizadores de cristal líquido (LCD) de VIDELEC de 3 1/2, 4 y 4 1/2 dígitos. Las dimensiones del cristal son 50,7 x 30,4 mm., encontrándose disponibles para los modos de conexión elastomérico o DIP. Los frontales contienen toda la información necesaria para su utilización en instrumentos de medida, siendo de alta resolución.

Para mayor información dirigirse a MINIWATT, S.A. – División Comercial .– c/ Balmes 22 . Telf. 301 63 12 BARCELONA 7.

## NUEVA VALVULA PARA SSB DE 10 KW

La nueva válvula transmisora "MINIWATT" para SSB de 10 KW, YL 1690, ha sido diseñada especialmente para funcionar en circuitos de excitación por rejilla dentro del margen de frecuencias de 1 a 30 kHz. Esta válvula proporciona un aislamiento de R.F. óptimo entre los circuitos de entrada y de salida, por el hecho de que las conexiones de rejilla y cátodo se han intercambiado.

El YL 1690 tiene una ganancia de 23 dB, dando una potencia de salida de 10 kW con una potencia de entrada de solamente 50 W. La distorsión de tercer orden por intermodulación es L – 45 dB.

Se puede suministrar un conector especial para la válvula, en el que el filamento y la rejilla pantalla estan desacoplados en todo el margen de frecuencias, y en el que los contactos de la válvula han sido incorporados en una sola unidad.

La YL 1690 se incorpora a la nueva gama de tetrodos "MINIWATT" de elevada seguridad YL 1600. Como los otros miembros de esta familia de válvulas (YL 1610/1630 para VHF e YL 1640/1660 para AM), es de construcción metálica y cerámica diseñada por computador. Se refrigera por aire forzado, y tiene el filamento de tungsteno toriado para conseguir un tiempo de caldeo de un segundo, muy rápido comparado con los tres minutos de otros tipos. Para conseguir un mínimo de emisión secundaria es esta válvula de larga vida, se utiliza para las rejillas el comprobado material K.

Para mayor información dirigirse a MINIWATT, S.A. – División Comercial .– c/Balmes 22 . Telf. 301 63 12 BARCELONA 7

## ULTIMAS PUBLICACIONES RECIBIDAS

| | | | |
|---|---|---|---|
| C4 | 12-81 | Ferroxcube potcores, square cores & cross cores ...... | 575 Ptas. |
| T5 | 08-81 | Cathode-ray tubes ...... | 525 Ptas. |
| IC5 | 02-82 | Digital integrated circuits - ECL ...... | 610 Ptas. |

## Philips - Signetics y RCA han firmado un acuerdo para actuar como fuentes alternativas en una nueva familia de circuitos CMOS de alta velocidad.

Philips, Signetics y RCA, han acordado desarrollar más de 180 circuitos CMOS, los cuales combinarán las ventajas de las series 4000 B, de baja potencia, con la alta velocidad y cargabilidad del Low Power Schottky, TTL (LS TTL). Estas series proporcionarán una amplia gama de funciones de circuitos CMOS de excelentes características para las próximas generaciones de equipos de diseño, así como una selecta gama de circuitos que podrán reemplazar a los tipos LS TTL utilizados hasta el presente. Asimismo diversos circuitos de la serie 4000, que actualmente no son compatibles con la serie LS TTL, serán incluídos en el programa. Esta familia designada 74/54 HC XXXX operará en los niveles lógicos de CMOS con una alimentación entre 3 V y 6 V, estos circuitos serán aproximadamente 20 veces más rápidos que los CMOS convencionales a 5 V, disipando solamente una milésima parte de los LS TTL. Las temperaturas de funcionamiento serán para la serie 74 HC XXXX entre –40° y + 85° y para la serie 54 HC XXXX entre –55° y + 125° C. Se diseñará un subconjunto de este grupo de circuitos designado como 74/54 HCT XXXX para trabajar con una alimentación y unos niveles lógicos de TTL standard, para reemplazar a sus homólogos LS TTL la primera parte de estos componentes se espera estén disponibles para su comercialización dentro de la segunda mitad de 1.982, esperando que esta ancha gama de productos satisfaga las necesidades de la siguiente generación de diseños en los cuales se prevee que predominarán los CMOS, así como que proporcionen una alternativa para sustituir los actuales diseños hechos con TTL. Las actuales previsiones hablan del desarrollo de tipos con 17 puertas, 14 Buffers, 32 Flip-Latchers, 17 transceivers, 15 registros, 20 contadores, 26 codificadores, decodificadores y multiplesores, 8 convertidores de nivel, 9 conmutadores y 22 tipos variados. La frecuencia de trabajo será de 50 MHz y el tiempo de propagación por puerta será de 10 nS con una carga de 50 nf. La corriente máxima de salida será de 4 m A, equivalente a una cargabilidad e 10 LS TTL. Los bus driver entregarán 6 m en la salida, corriente suficiente para activar un 15 LS TTL. Tanto Philips como RCA poseen considerable experiencia en la tecnología CMOS. Los laboratorios de RCA en Princetown (NJ) fueron pioneros en la fabricación de CMOS en 1.961. En 1.966 Philips en sus laboratorios de investigación de Eindhoven (Holanda) fueron pioneros en la técnica de aislamiento conocida como "Local oxidation of silicon" o bien "Locos."

Las organizaciones intentan fabricar estos nuevos circuitos integrados de avanzada tecnología SCMOS. Estos son procesos de aislamiento de óxido, de puertas de silicio de 3 micras con tensión de umbral baja. El acuerdo contempla las normas de diseño comunes y el intercambio de cintas, para la generación de máscaras computerizadas, así las Compañías pueden alternarse como fuente de estos circuitos, la avanzada tecnología de CMOS para 50 MHz, y los procesos empleados por Philips y RCA son compatibles, de esta manera los circuitos desarrollados por cada una de estas Compañías, pueden ser procesados fácilmente en sus respectivos centros de fabricación en Europa y United States. Los circuitos lógicos CMOS, han sido utilizados profusamente en consumo, Industria, Automoción, Telecomunicación y Aplicaciones militares. Con los nuevos circuitos CMOS de alta velocidad se espera encontrar nuevas aplicaciones dentro de estos mercados y abrir una nueva oportunidad de mercado en el proceso de datos especialmente en aplicaciones de interface, aprovechándo la rápida expansión de los microcomputadores y memorias CMOS. Se estima que a mediados de las décadas de los 80 la produción de CMOS de alta velocidad ascenderá a 500 millones de dólares. Estas producciones serán para equipar nuevos diseños, los cuales incrementarán la utilización de esta tecnología en el futuro; los tipos de niveles lógicos TTL encontrarán aplicaciones más inmediatas en los diseños existentes, como ahorradores de potencia dentro de los nuevos diseños, que deban ser compatibles con los niveles lógicos TTL de los diseños TTl ya existentes.

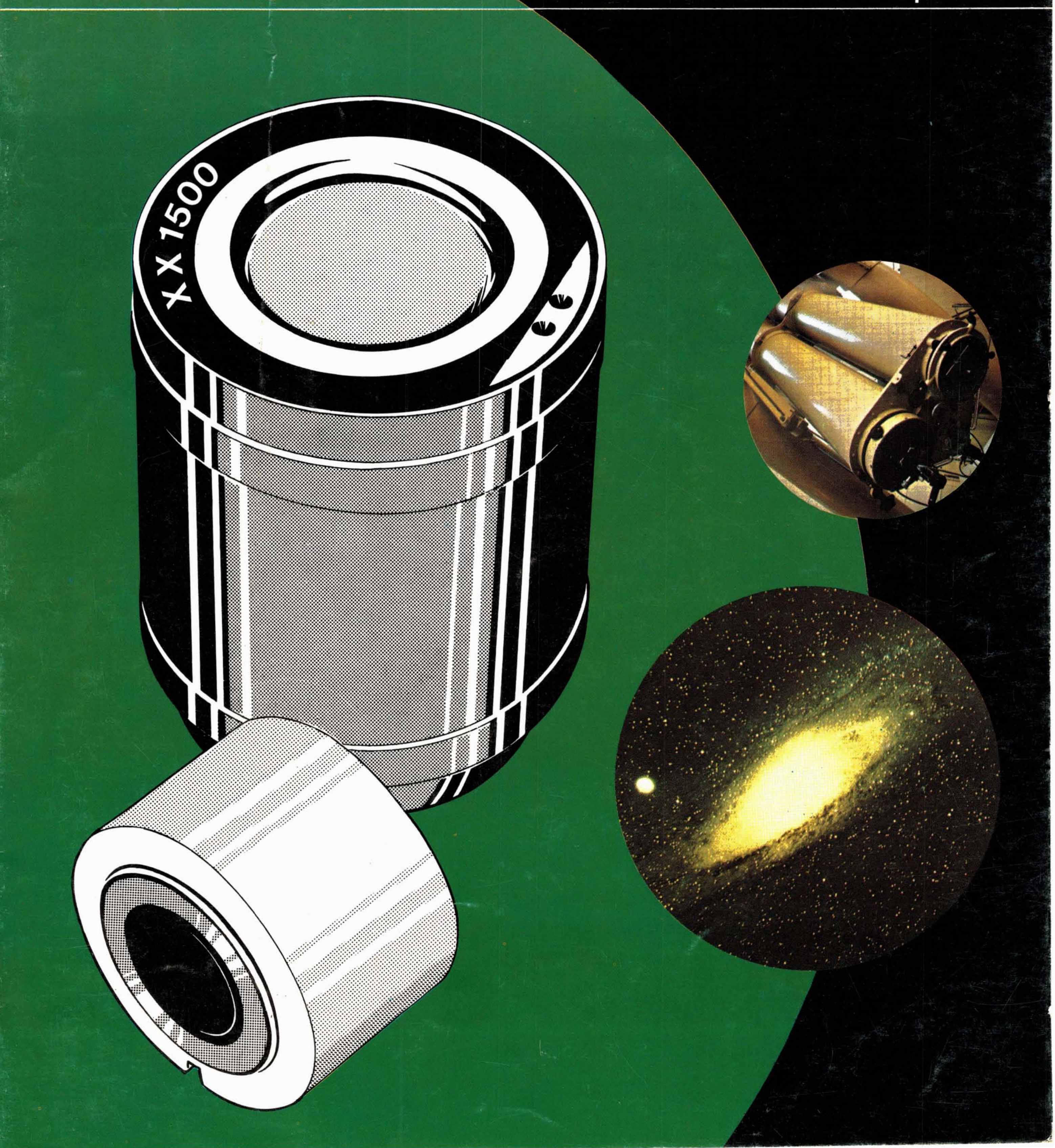
Las Compañías ven en el desarrollo de estos circuitos un mayor ímpetu para acelerar el establecimiento de los CMOS, como tecnología preferida del futuro.

En este desarrollo de Philips, Signetics y RCA, está contemplado positivamente el establecimiento de una nueva y prometedora línea de productos.

signetics

# Miniwatt

Vol.21 Num.3 Marzo 1982 145 ptas.



**Director**

D. Jose M.ª Llevat Grau

**Editor**

Miniwatt, S.A.
Departamento de Publicaciones Técnicas
D. José Albiol Fernández

**Coordinación**

D. Enrique Riverola García
D. Rafael Rizo Aramburu

**Redacción**

D.ª M.ª Dolores Forns-Samsó

**Consejo Asesor de Redacción**

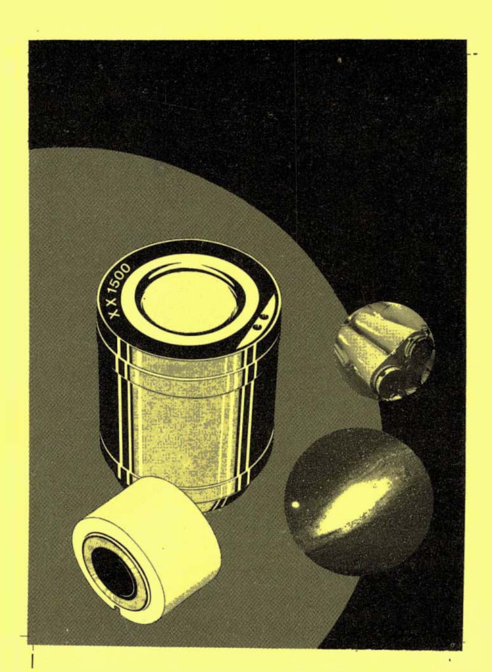
D. Antonio Griñó Berjón
D. Ernesto Tassis Bosch

**Suscripciones**

D.ª M.ª Angeles García Ferrer

**Producción**

GENERAL GRAFIC, S.A.
Caspe, 172
Barcelona-13
Depósito Legal: B-18387-61
ISBN: 0210 . 2641




**Portada**

Las intensificadores de imagen aplicados a la astronomía, facilitan la observación y estradio del firmamento (detalle parcial de un telescopio dotado de prismas objetivos de 40 y 15 Ø).

signetics

Miniwatt

Vol. 21 Num. 3 Marzo 1982 145 ptas.

# Indice



**Revista Miniwatt**

Publicado por:

Miniwatt, S.A.
Balmes, 22 - Teléfono 301 63 12 - BARCELONA - 7
Suscripción anual (11 números) ........ Ptas. 1.300
Precio ejemplar ........ Ptas. 145
Cambio domicilio ........ Ptas. 25

# Detectores de infrarrojos cerámicos piroeléctricos

**Un detector cerámico piroeléctrico consta de un elemento sensor de infrarrojos, un circuito de adaptación de impedancias eléctricas de bajo ruido, y una ventana de infrarrojos, todo incluido dentro de un encapsulado TO-5.**

**El elemento sensor es una oblea cerámica polarizada eléctricamente, con electrodos metálicos depositados en caras opuestas. Como resultado de la naturaleza piroeléctrica de la cerámica, se obtiene en los electrodos una señal eléctrica en respuesta a las variaciones de temperatura.**

**En la tabla 1 se dan las versiones disponibles de detectores cerámicos piroeléctricos.**

**Tabla 1 Versiones disponibles de detectores cerámicos piroeléctricos**

| Tipo | Número de elementos | Separación de elementos (mm) | Dimensiones del elemento (mm) | Respuesta espectral (μm) | Diámetro de ventana (mm) | Aplicación |
|---|---|---|---|---|---|---|
| RPY86 | 1 | — | 2 x 1 | 6.5 a >14 | 5.2 | Dispositivo de bajo ruido para aplicaciones de alarma de intrusos |
| RPY87 | 1 | — | 2 x 1 | 1.0 a 15 | 5.2 | Dispositivo de bajo ruido de aplicación general |
| RPY88 | 1 | — | 2 x 2 | 6.5 a >14 | 5.2 | Dispositivo de bajo ruido para aplicaciones de alarma de intrusos |
| RPY89 | 1 | — | 2 x 2 | 1.0 a 15 | 5.2 | Dispositivo de bajo ruido de aplicación general |
| RPY93 | 2 | 0.5 | 2 x 0.75 | 6.5 a >14 | 5.2 | Dispositivo de doble elemento de bajo ruido para detección de intrusos |
| RPY94 | 2 | 1.0 | 2 x 1 | 6.5 a >14 | 5.2 | Dispositivo de doble elemento muy espaciado y de bajo costo para aplicaciones de alarmas de intrusos |
| RPY95 | 2 | 1.0 | 2 x 1 | 6.5 a >14 | 4.0 | Dispositivo de doble elemento muy espaciado y de bajo costo para aplicaciones de alarmas de intrusos |
| RPY96 | 1 | — | 2 x 1 | 6.5 a >14 | 4.0 | Dispositivo de un elemento de bajo coste para detección de intrusos |

## DESCRIPCIÓN DEL DISPOSITIVO

El encapsulado es del tipo TO-5 de bajo perfil (SOT-49/D), con un ventana de infrarrojos, como muestra la figura 1. Existen dos tipos de ventanas: de silicio, con una transmisión prácticamente plana en el margen de longitud de onda comprendido entre 1 μm y 15 μm; o un filtro "luz de día", que transmite en un margen más estrecho, de 6,5 μm a más de 14 μm (es decir, que hace que el dispositivo sea insensible a los infrarrojos de onda corta, como los emitidos por el sol). Un punto práctico a tener en cuenta es que debido a que el material de la ventana tiene índice de refracción elevado, la posición aparente del plano frontal del elemento sensible se desplaza 0,7 mm hacia el plano frontal de la ventana (véase la figura 1).

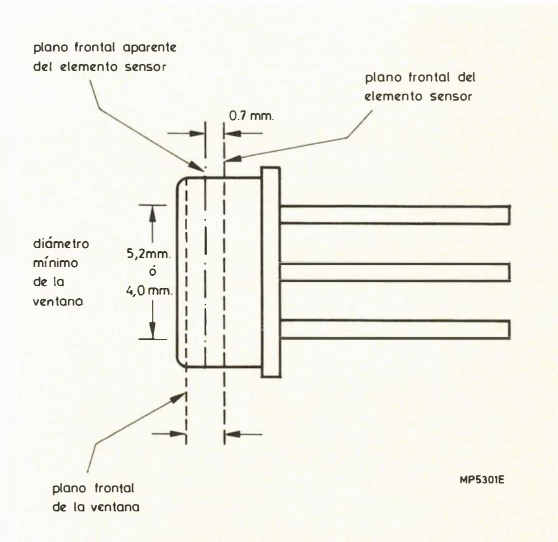



**Figura 1. Sección de un detector cerámico piroeléctrico.**

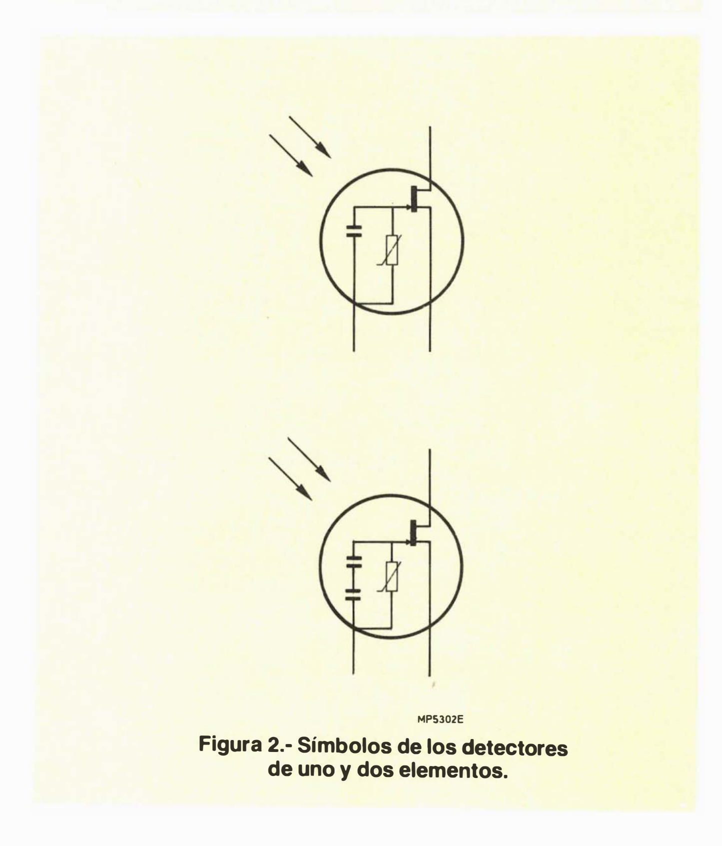



**Figura 2.- Símbolos de los detectores de uno y dos elementos.**

Los detectores contienen uno o dos elementos piroeléctricos, y eléctricamente cada dispositivo puede estar representado por uno o dos condensadores, un FET de canal N y una red no lineal, conectados como se indica en la figura 2.

En la figura 3 se muestran detectores de dos elementos.

La red no lineal contribuye mucho a la seguridad de los detectores; protege la puerta del FET (que forma parte del circuito de adaptación de impedancias) de elevadas tensiones negativas, y limita progresivamente la tensión piroeléctrica que resulta de grandes variaciones en la temperatura ambiente. Así, se pueden obtener señales en condiciones que de otro modo sobrecargarían al amplificador o necesitaria tener un margen dinámico mayor.

Los dispositivos de dos elementos tienen dos zonas sensoras conectadas diferencialmente con un único amplificador conversor de impedancias para proporcionar la inmunidad de las señales comunes tales como las generadas por las variaciones en la temperatura ambiente, radiación de fondo y ruido acústico.

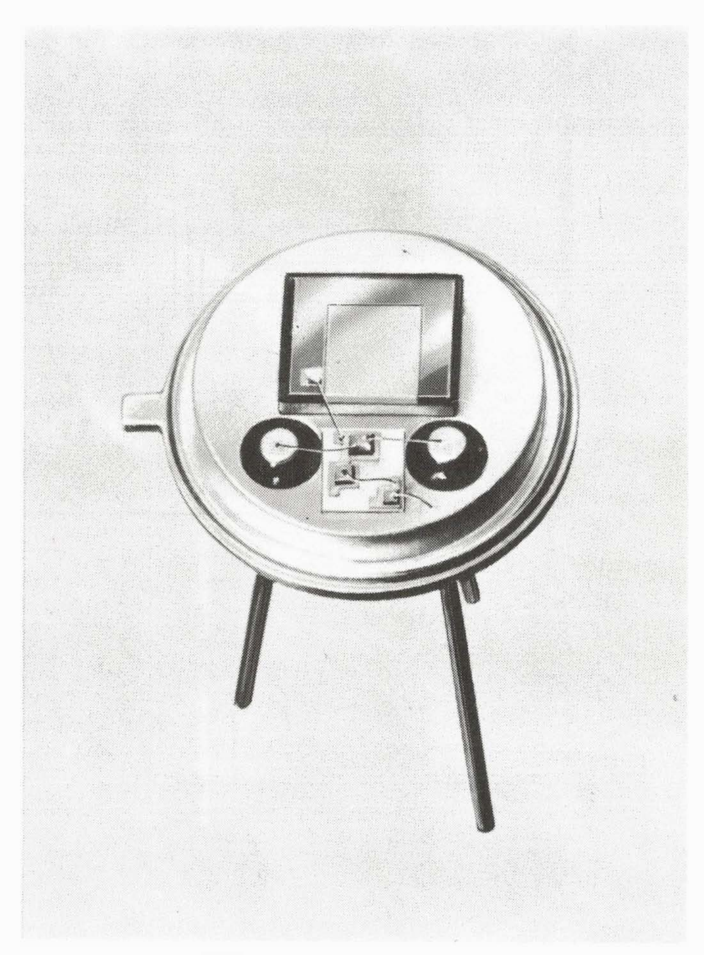


**Figura 3.- Interior del detector.**

## MATERIAL CERAMICO

El material cerámico piroeléctrico utilizado en estos detectores, circonato de titanio, optimiza las propiedades requeridas por los detectores de infrarrojos. Es insensible al agua y extremadamente robusto, de modo que puede ser manipulado mediante técnicas de gran producción simila-

res a las utilizadas en la fabricación de semiconductores convencionales. El material tiene una temperatura Curie elevada y puede funcionar hasta con 100 Cº. Además, su respuesta sólo depende un poco de la temperatura.

## PIROELECTRICIDAD

Una cerámica piroelétrica se compone de una masa de cristalitos diminutos, cada uno de los cuales se comporta como un pequeño dipolo eléctrico. Por encima de cierta temperatura, conocida como temperatura de Curie, los cristalitos no tienen momento dipolar. Por debajo de la temperatura de Curie, en un material recientemente fabricado, el dipolo eléctrico en cada cristalito se orienta aleatoriamente con respecto a los dipolos de los otros cristalitos (véase la figura 4 a).

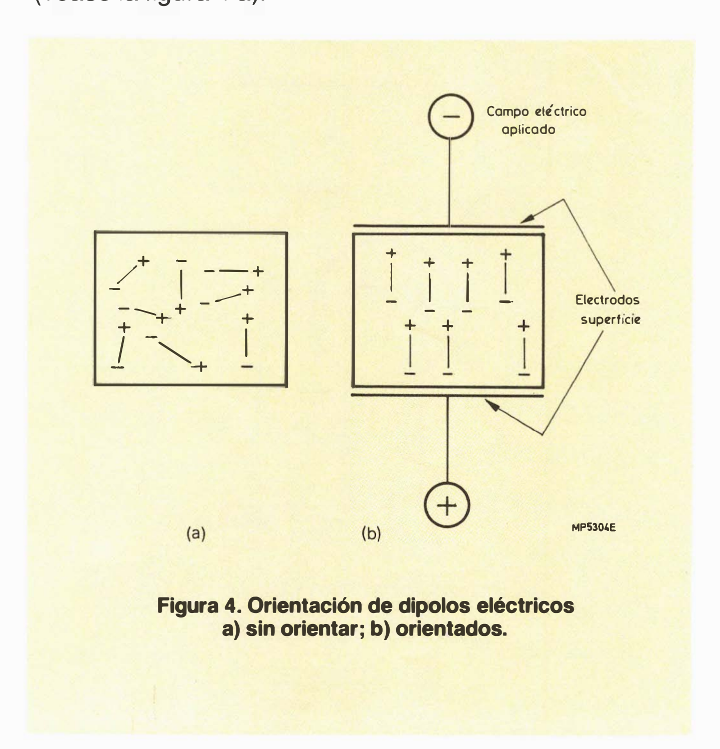



**Figura 4. Orientación de dipolos eléctricos a) sin orientar; b) orientados.**

Después de que el material se ha enfriado, y se ha eliminado el campo aplicado, los dipolos permanecen en posición "polarizada" haciendo que aumente hasta alcanzar una polarización remanente de la cerámica. Esta es una explicación simplificada que desprecia el efecto de dominios en los cristalitos). Para realizar el proceso de polarización, los electrodos se depositan en caras opuestas del material. La carga en la superficie de la cerámica está cautiva dentro de la estructura de retícula de los cristalitos, pero la carga igual y opuesta inducida en los electrodos está libre para moverse. Así, el electrodo que era positivo durante el proceso de polarización adquiere una carga positiva.

La magnitud de la carga que aparece en la superficie está relacionada con las cargas internas mediante el "momento dipolar", es decir, el producto de carga por separación, como se muestra en la figura 5. El momento dipolar M del volumen se expresa como:

$$M = PAd$$

donde P es el momento dipolar por unidad de volumen, A es el área del electrodo y d es la separación de los electrodos.

La carga en la superficie $Q_s$ tiene un momento dipolar igual a $Q_s d$. Este debe ser igual al momento dipolar total, es decir:

$$Q_s = PA$$

El efecto piroeléctrico aumenta debido a un cambio de la polarización con la temperatura y puede presentarse de diversas formas. Por ejemplo, los dipolos individuales pueden acortarse al aumentar la temperatura, o el momento dipolar total puede reducirse al aumentar la aletoriedad de la orientación de los dipolos debido a la agitación térmica. Así, cuando la temperatura del material aumenta, se reduce la carga cautiva de la superficie. Esto produce una corriente de cargas inducidas en los electrodos, de modo que el potencial eléctrico en los dispositivos aumenta de acuerdo con Q=CV (donde Q es la carga, C es la capacidad y V es el potencial). El exceso de carga pasa gradualmente a través del circuito al cual se conecta el elemento piroeléctrico.

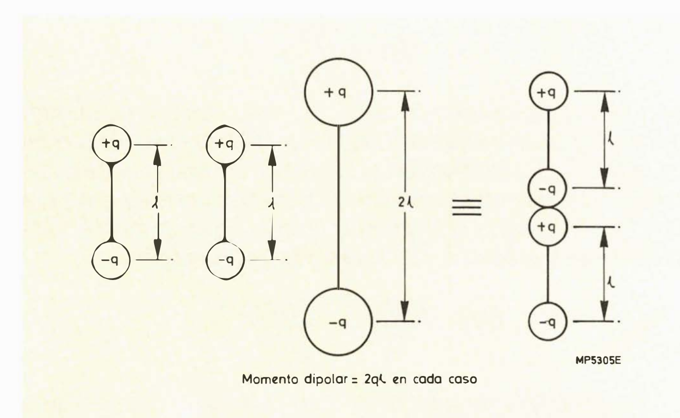



**Figura 5. El mismo momento dipolar resultante de las tres posibles disposiciones de dipolos.**

La magnitud del exceso de carga está relacionada con el coeficiente piroeléctrico $\lambda$ que es la velocidad de cambio de polarización con la temperatura. Como se puede ver en la figura 6, $\lambda$ es función de la temperatura.

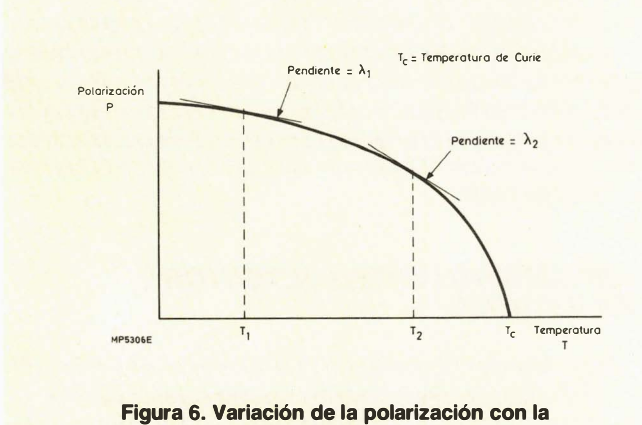



**Figura 6. Variación de la polarización con la temperatura.**

Para una pequeña variación de la temperatura $\delta T$, el exceso de carga $\delta Q$ está dado por:

$$\delta Q = \lambda A \ \delta T$$

La carga hará que aumente la variación de potencial $\delta V$ de la siguiente manera:

$$\delta V = \frac{\delta Q}{C_E} = \frac{\lambda A \delta T}{C_E}$$

donde $C_E$ es la capacidad eléctrica entre los electrodos de superficie.

Para maximizar el efecto piroeléctrico en un detector de infrarrojos, se hace que el elemento sensible sea delgado. Esto da lugar a una mayor variación de la temperatura para la misma radiación incidente.

Considérese una señal de infrarrojos de intensidad W vatios eficaces por unidad de área, cuya amplitud varia sinusoidalmente a la frecuencia radial $\omega$.

Si la capacidad térmica del elemento sensor es $C_{th}(JK^{-1})$, entonces, por analogía con la teoría eléctrica, la señal de temperatura $\delta T$ está dada por:

$$\delta T = \frac{WA}{j\omega C_{th}}$$

para todos los valores de $\omega C_{th} R_{th}$ mayores que la unidad, donde $R_{th}$ es la resistencia térmica. (El valor de $\omega$ que es igual a $1/C_{th} R_{th}$ corresponde a la frecuencia de ruptura térmica. Para los detectores que se describen en este artículo $\omega \simeq 1$ Hz.) La señal de temperatura hará que aumente hasta una señal eléctrica $\delta V$ dada por la expresión:

$$\delta V = \frac{\lambda A \delta T}{C_E} = \frac{\lambda A^2 W}{j\omega C_{th} C_E}$$

Por lo tanto, se puede ver que la tensión desarrollada disminuye al aumentar la frecuencia de la señal de radiación. Así, la tensión detiene la señal de radiación para 90º (por encima de la frecuencia de ruptura térmica). La corriente de la señal disponible en un cortocircuito esta dado por:

$$i = \delta V j\omega C_E = \frac{\lambda W A^2}{C_{th}}$$

que es independiente de la frecuencia y en fase con la radiación incidente. El elemento piroeléctrico es necesariamente un aislador de elevada resistividad, de modo que la fuente de ruido dominante a bajas frecuencias es el ruido normal del amplificador. Por lo tanto, la relación entre la corriente de señal y la corriente de ruido es independiente de la frecuencia hasta el punto en que predominen otros mecanismos de ruido.

## ACOPLAMIENTO ENTRE DETECTOR Y AMPLIFICADOR

Cada detector contiene un FET de bajo ruido con surtidor y drenador sacados para conexiones externas (fig. 2). Esto permite una gran libertad en el diseño del pre-amplificador que adapta el elemento sensor a los siguientes amplificadores.

### Preamplificador básico

Al diseñar un preamplificador FET es necesario considerar una gran dispersión en las características de c.c. del FET. Por ejemplo, en el circuito de la figura 7, la puerta y el surtidor están al mismo potencial de c.c. de modo que la corriente a través de $R_L$ sea igual a $I_{DSS}$ para el FET. Sin embargo, la dispersión en $I_{DSS}$ para los FET utilizados es tal que la relación entre los valores máximo y mínimo es 3:1. La ganancia de este amplificador es $R_L\ g_{fs}$, donde $R_L$ está limitado a un valor máximo de $V_S/I_{DSS}$ (máx.). La ganancia depende de la $g_{fs}$ del FET y sólo se pueden manejar señales de entrada de paso a negativo. ($g_{fs}$ es la conductancia de transferencia directa de pequeña señal del surtidor; $I_{DSS}$ es la corriente directa en el terminal de drenador cuando la tensión puerta-surtidor es cero.)

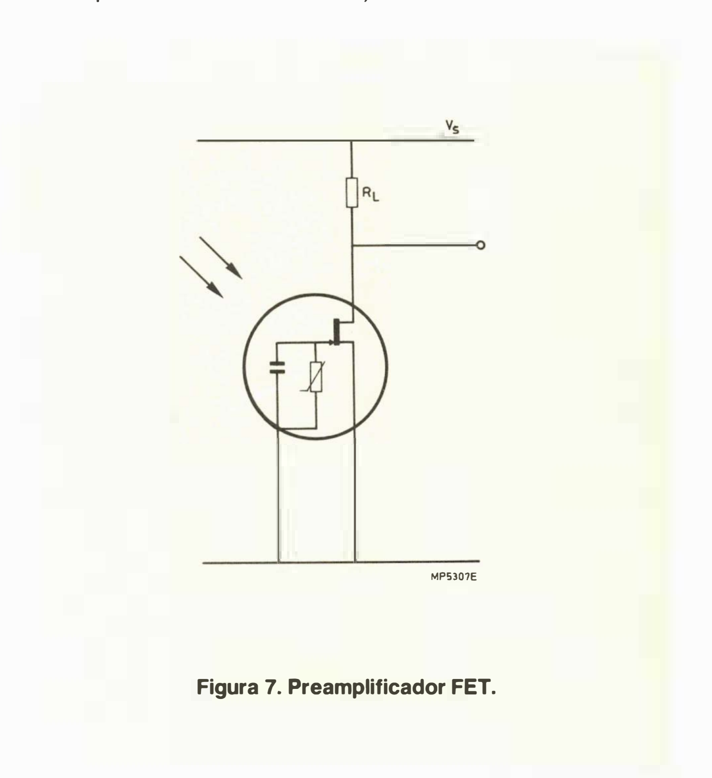



**Figura 7. Preamplificador FET.**

### Seguidor de surtidor

El tipo más común de preamplificador de adaptación de impedancias es el seguidor de surtidor, figura 8a. Este circuito está correctamente polarizado en si mismo. La corriente que pasa por el surtidor asegura que el surtidor sea positivo, debido a la diferencia de potencial a través de $R_L$. El punto de trabajo de este circuito está ilustrado en la figura 8b. La ganancia G de este amplificador es siempre menor que la unidad, y está dada por:

$$G = \frac{R_L}{R_L + 1/g_{fs}}$$

### Seguidor de surtidor con alimentación negativa

El circuito de la figura 8 tiene una ganancia que depende menos del valor de $g_{fs}$ debido a que el valor de $R_L$ puede aumentar si se conecta a un potencial negativo. Para asegurar que el surtidor sea positivo con respecto a la puerta, la corriente a través de $R_L$ debe ser menor que $I_{DSS(min.)}$.

## Preamplificador de ganancia unidad

Hay que fijar la ganancia del circuito a la unidad utilizando la realimentación de surtidor a drenador (figura 9). Un aumento en el potencial de puerta producirá un aumento en la corriente de drenador, que hará que el transistor PNP conduzca más, aumentando el potencial del surtidor. Este circuito es una verdadero seguidor de surtidor y no necesita alimentación negativa.

$V_S$

$R_L$

MP5308aE

(a)

$I_D$

$I_{DSS}$

MP5308bE

Característica de transferencia

Punto de trabajo

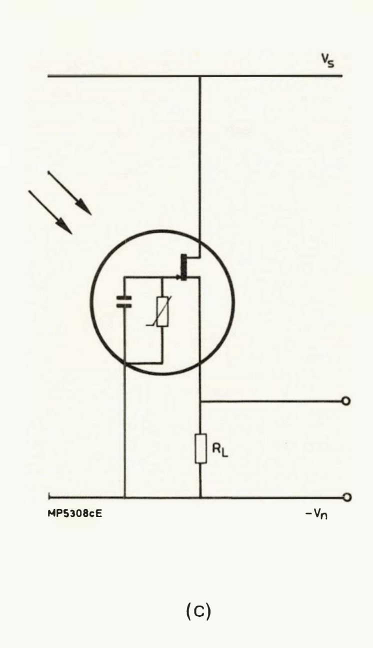
$R_L$

$R_L$

$V_P$ ← $V_{GS}$

$V_N$

(b)




(c)

**Figura 8. Seguidor de surtidor FET.**
**a) conexión surtidor-masa;**
**b) características de transferencia y linea de carga;**
**c) conexión surtidor-negativo.**

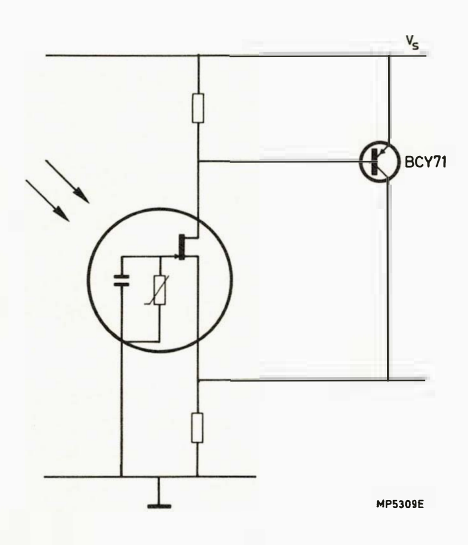



**Figura 9. Preamplificador de ganancia unidad.**

## Preamplificador recomendado

El preamplificador recomendado (figura 10) depende menos de las características del FET. Tiene una ganancia igual a 4,8, fijada mediante los resistores de 1,8 kΩ y 470 Ω conectados al surtidor. El nivel de ruido en la salida

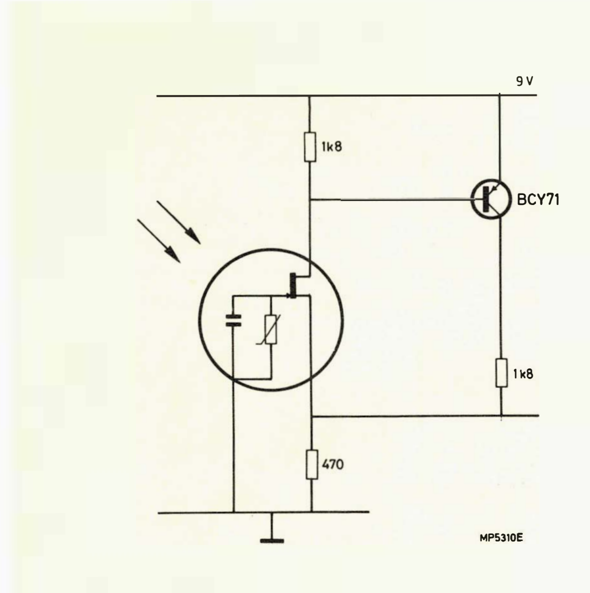



**Figura 10. Preamplificador recomendado.**

es típicamente 250 $nVHz^{-1/2}$ a 10 Hz y la impedancia de salida es aproximadamente 200 Ω . La salida de c.c., con entrada cero, será entre 2 y 7 V. Esta dispersión es la razón principal para limitar la ganancia, aunque se pueden lograr ganancias mayores si se eligen los resistores para adaptar cada FET. La ganancia proporcionada por este preamplificador es importante donde es necesario bajo ruido, ya que, de otro modo el ruido introducido por los siguientes amplificadores operacionales estándar podria resultar inoportuno.

## AMPLIFICADORES

Si las etapas amplificadoras que siguen al preamplificador hacen que aumente el nivel de ruido menos del 10%, su tensión de entrada de ruido sería menor que un tercio del ruido de la salida del pre-amplificador; es decir, su ruido de entrada sería menor que 80 nV $Hz^{-1/2}$ (aproximadamente en tercio de 250 $nVHz^{-1/2}$) a 10 Hz. Un amplificador operacional adecuado es el μA776 que tiene un nivel de ruido de entrada típico de 50 nV $Hz^{-1/2}$ a 10 Hz (como comparación, un 741 estándar tiene un nivel de ruido de 70 $nVHz^{-1/2}$ a 10 Hz).

Si el diseño del sistema puede tolerar alguna disminución en la relación total señal-ruido, se puede considerar una forma mayor de amplificadores operacionales. Un dispositivo particularmente utilizado es el LM324, un cuádruple amplificador operacional, que es idealmente adecuado para funcionar con una única alimentación. El ruido de tensión típico para el LM324 es 170 $nVHz^{-1/2}$ a 10 Hz. Con cuatro amplificadores independientes en un único encapsulado, este dispositivo proporciona una solución compacta y económica a una gran variedad de problemas de aplicación. También se dispone de una versión doble, el LM358.

Los circuitos amplificadores, que utilizan amplificadores operacionales, son adecuados para funcionar a baja frecuencia. Las constantes de tiempo en estos circuitos son grandes, por esto se deben utilizar condensadores de bajas fugas, tales como el 344, para evitar derivas de c.c. Otro factor que hay que considerar en cada uno de los circuitos es el requisito de polarización de la enrada del amplificador operacional (50 nA para μA776, 500 nA para el 741).

### Amplificador de baja frecuencia

El amplificador que se muestra en la figura 11 tiene una ganancia de c.c. igual a la unidad y requiere una única tensión de alimentación. El condensador C, debe ser un tipo de bajas fugas. Las ecuaciones de diseño son:

corte a baja frecuencia

$$\omega_L = \frac{1}{C_1 R_1}$$

ganancia por encima de $\omega_L$ :

$$G = \frac{R_2 + R_1}{R_1}$$

Deriva del amplificador:

$$V_{io} = I_L (R_2 + R_1)$$

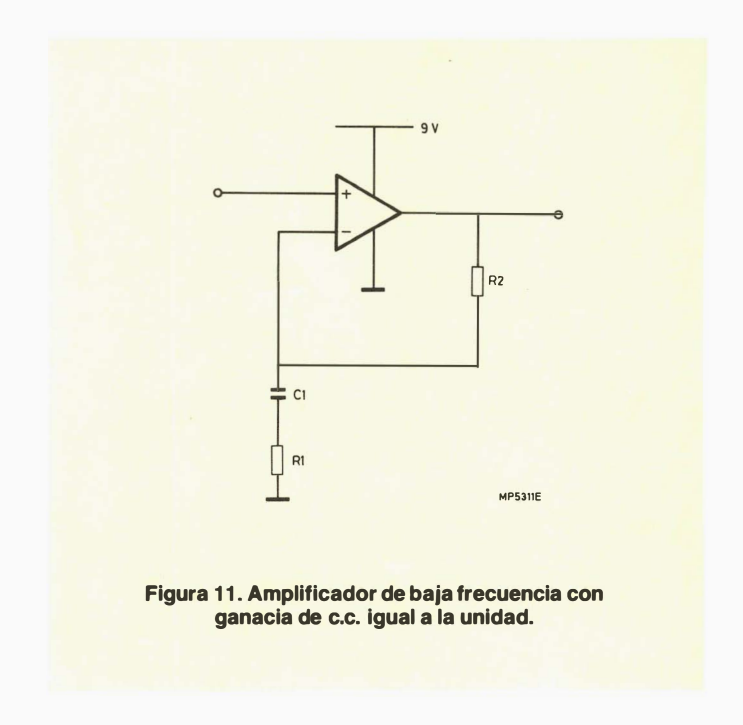



**Figura 11. Amplificador de baja frecuencia con ganacia de c.c. igual a la unidad.**

donde $I_L$ es la corriente de fugas a través de $C_1$. Para una ganancia igual a 50 con frecuencias inferiores a 0,30 Hz, los valores típicos de los componentes son: $R_1$ = 100 kΩ $R_2$ = 5,6 MΩ y $C_1$ = 4,7 μF

### Amplificador de baja frecuencia y bajo ruido

La figura 12 muestra un amplificador que tiene una respuesta en frecuencia similar a la del amplificador de la figura 11, pero produce menos ruidos.

Los valores típicos de los componmenetes son $R_1$ = 10 kΩ , $R_2$ = 5,6 MΩ , $R_3$ = 560 kΩ, y C = 4,7 μF. La reducción de $R_1$ en un factor 10 reduce su contribución al ruido desde 40 nV $Hz^{-1/2}$ a 13 nV $Hz^{-1/2}$. Se puede conseguir un resultado similar con el circuito de la figura 11, pero necesita un condensador de bajas fugas de 47 μF.

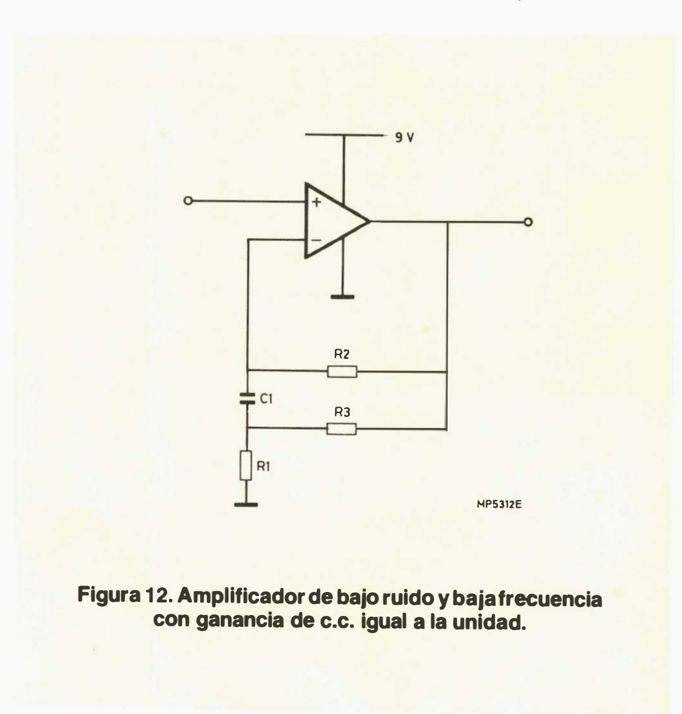



**Figura 12. Amplificador de bajo ruido y baja frecuencia con ganancia de c.c. igual a la unidad.**

## Amplificador de c.a.

El amplificador que se muestra en la figura 13 responde solamente a señales de c.a., y la salida varia alrededor del potencial de masa. Las ecuaciones de diseño son:

corte a baja frecuencia:

$$\omega_L = \frac{1}{C_1 R_1}$$

ganancia por encima de $\omega_L$:

$$G = \frac{R_3 + R_2}{R_2}$$

deriva del amplificador:

$$V_{io} = I_L R_1 \left( \frac{R_3 + R_2}{R_2} \right)$$

Los valores típicos de los componentes son: $R_1$ = 200 kΩ, $R_2$ = 100 kΩ, $R_3$ = 5,6 MΩ y C = 4,7μF.

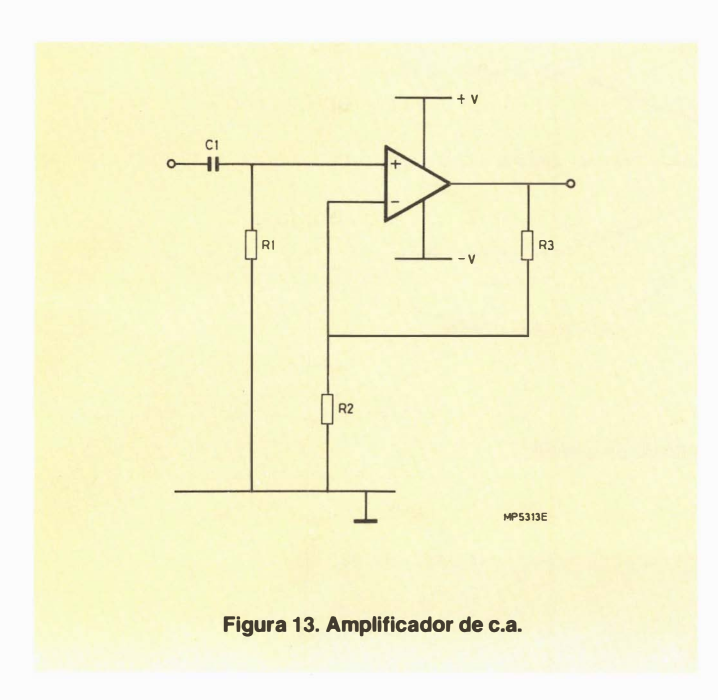



**Figura 13. Amplificador de c.a.**

## Amplificador de compensación de frecuencias

El amplificador que se muestra en la figura 14 responde solamente a señales de c.a, y puede ser utilizado para compensación de frecuencia. La tensión del elemento piroeléctrico disminuye al aumentar la frecuencia de la señal, mientras que la ganancia de este amplificador aumenta con la frecuencia (hasta $\omega_L$), dando una respuesta total que es plana hasta $\omega_L$. Obsérvese que en el extremo de baja frecuencia del margen de compensación, el ruido de tensión del amplificador operacional se hace dominante debido a que la impedancia de $C_1$ aumenta. Las ecuaciones de diseño son:

Corte a baja frecuencia:

$$\omega_L = \frac{1}{C_1 R_1}$$

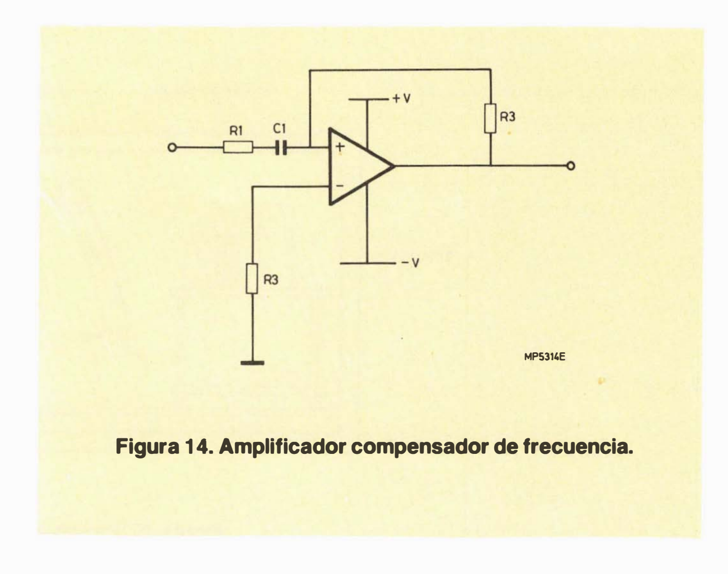



**Figura 14. Amplificador compensador de frecuencia.**

ganancia por encima de $\omega_L$:

$$G = -\frac{R_2}{R_1}$$

deriva del amplificador:

$$V_{io} = -I_L R_2$$

## APLICACIONES

El elemento piroeléctrico sólo producirá una señal de salida si el flujo de radiación de infrarrojos incidente varia. Esto se puede lograr desplazando el objeto de interés dentro y fuera del campo de visión, o interrumpiendo la radiación incidente en el detector. Ambos métodos se utilizan en las siguientes aplicaciones.

## Alarma de intrusos

Para detectar un intruso dentro de la zona protegida por el campo de visión de la alarma, se hace uso del movimiento del intruso para provocar una variación en la radiación que incide en el detector.

El circuito se diseña de modo que requiere dos o más señales que excedan un umbral preestablecido en un tiempo definido, reduciendo así la posibilidad de falsas alarmas.

En la figura 15 se muestra una disposición de una alarma. Las lentes de infrarrojos tienden a ser caras, y como consecuencia, la alarma emplea un espejo barato de plástico moldeado. Sin embargo, es importante la calidad de la superficie del espejo, especialmente para detectores de dos elementos que requieren una imagen bien enfocada para conseguir maxima sensibilidad. El espejo está diseñado de modo que asegura que un intruso pasará dentro y fuera del campo de visión por lo menos dos veces. En la figura 16 se muestra una sección horizontal a través del espejo y en la figura 17 se da una fotografía. El espejo está construido con cinco segmentos, teniendo cada uno una sección fuera del eje de una esfera de 80 mm de radio. Los segmentos están montados en un circulo de 40 mm de ra-

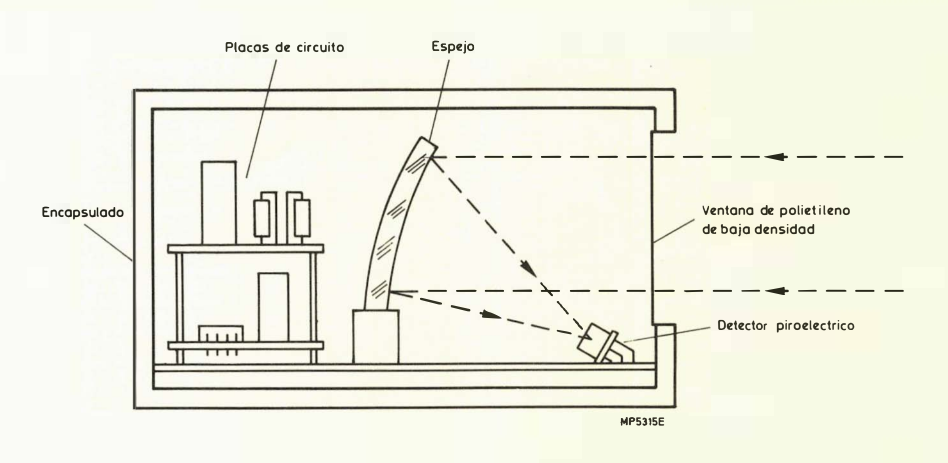



Figura 15. Prototipo de alarma de intrusos.

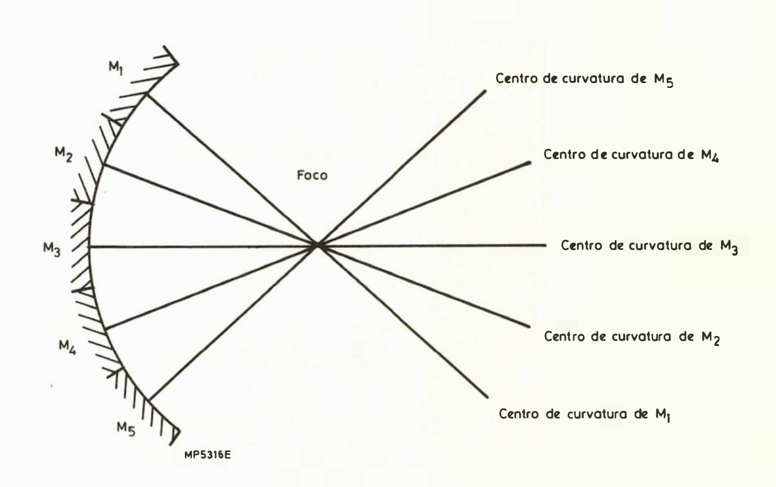



Figura 16. Sección a través de un espejo.

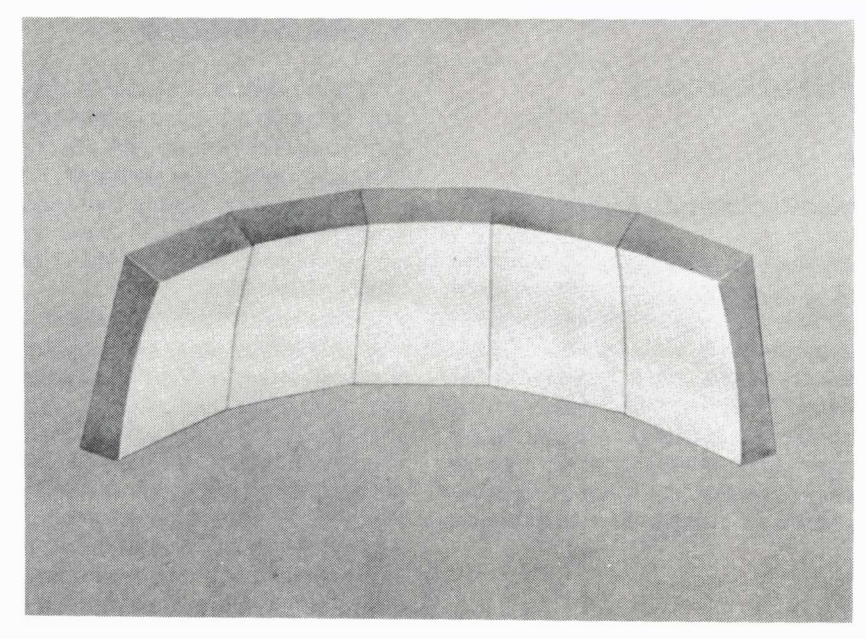


Figura 17. Espejo multi-facetado.

dio de modo que coincidan sus focos. Con este tipo de diseño, se puede montar el detector en el foco sin oscurecer el campo de visión. Se proyectan cinco imagenes del detector en la zona protegida, que aseguran el disparo múltiple necesario de la alarma. Es posible aumentar el número de caras hasta veinte en cualquier plano (el límite esta fijado por el campo de visión de 112º del detector para una abertura de ventana de 5,2 mm) y se pueden añadir filas por arriba y por abajo para cubrir más zonas en el sentido vertical.

Los detectores recomendados son aquellos que no responden a longitudes de onda por debajo de 6 $\mu$m. Así, no se detecta la mayor parte de la radiación del sol, de modo que un fondo iluminado intermitentemente no disparará la alarma. Los tipos de dos elementos, RPY93 a RPY95, han sido especificamente diseñados para aplicarlos en alarmas contra intrusos, las conexiones diferenciales de los elementos minimizan el riesgo de falsas alarmas debido a efectos ambientales.

El detector y el espejo están colocados en una caja que tiene una ventana de infrarrojos realizada con hojas de poliestileno de baja densidad (que transmite el 95% de la radiación en el margen de interés). Así se minimizan los efectos de disparos falsos.

Por ejemplo, si un hombre en mangas de camisa entra en el campo de visión a 30 m del detector, esta combinación óptica y detector es suficientemente sensible como disparar el circuito de alarma descrito.

## Alarma de intrusos con baja corriente de reposo

En la figura 18 se muestra una alarma construida utilizando el amplificador operacional programable $\mu$A776 y que tiene una corriente de reposo de sólo 300 A. Una alarma de este tipo es adecuada para trabajar a partir de pequeñas células recargables.

El preamplificador es similar al descrito anteriormente; sin embargo, se han aumentado las impedancias para reducir la corriente de funcionamiento y optimizar la característica de ruido del amplificador operacional que le sigue. La resistencia $R_d$ del circuito de drenador del FET debe elegirse para cada detector porque la entrada al primer amplificador operacional debe estar en el margen de 2 a 6 V, y la dispersión en las características del FET ($I_d$ respecto a $V_{as}$) son demasiado grandes para permitir una única elección de la resistencia. El primer amplificador operacional $CI_1$, tiene una ganancia igual a 56 para frecuencias por encima de 0,3 Hz y está acoplado en c.a. a $CI_2$ que tiene una ganancia fija de 21 a 1 Hz. Los anchos de banda de estas dos primeras etapas están limitadas al margen de 0,3 Hz a 9 Hz. Las señales de salida de $CI_2$ son introducidas al primer circuito disparador formado por $CI_3$. Este disparador es un simple detector de nivel con histéresis para reducir los efectos de ruido. Se puede ajustar el nivel umbral variando $R_{13}$, que cambia el nivel de salida de c.c. superpuesto del circuito $CI_2$. Los impulsos de salida de $CI_3$ se introducen a continuación en un circuito bomba de diodo. Si la tensión en $C_6$ es superior que el nivel umbral prefijado por $R_{12}$ y la tensión de Schmitt, el segundo disparador $CI_5$ cambia de estado, proporcionando una salida que actua sobre el relé.

## Alarma de intrusos de bajo costo

El circuito de alarma de la figura 19 opera de forma similar al circuito descrito antes, pero con un sencillo detector de umbral como disparador.

Se puede lograr cualquier ajuste de sensibilidad variando $R_{13}$. El uso de un detector de dos elementos proporcione un grado de inmunidad a falsas alarmas; sin embargo, este se puede mejorar aún más adoptando una técnica de disparo de doble impulso más sofisticada.

## Otras aplicaciones sencillas

### *Interruptor de luz de escalera*

Cualquiera de los circuitos de alarma descritos antes puede ser utilizado para detectar la presencia de alguien en un pasillo o escalera a oscuras y conectar entonces la luz. Si es necesario, se puede simplificar la circuiteria, por ejemplo, normalmente no importa que exista posibilidad de falsos disparos. Añadiendo un sensor del nivel de luz y un conmutdor de retardo se tendrá un sistema anti-ladrones totalmente automático.

### *Alarma contra incendios*

Estos detectores también pueden encontrar aplicación en sistemas de alarmas contra incendios. La naturaleza parpadeante de la llama y de los gases calientes proporciona la modulación necesaria de la radiación recibida por el detector. Como las llamas son fuente abundante de energía de infrarrojos, es innecesario el uso de óptica colectora.

La inmunidad a falsas alarmas de estos detectores puede ser mejorada utilizando una ventana con una característica paso banda estrecha, la cual limita la radiación incidente a una longitud de onda específica.

### *Indicador de velocidad*

Estos detectores se pueden utilizar para medidas de velocidad. Se colocan dos detectores separados una distancia conocida y se conecta cada uno de ellos a un circuito formado por preamplificador, amplificador y disparador (ver la figura 20). La velocidad de un objeto que se mueve delante de los detectores se mide determinando el tiempo entre las señales de los dos circuitos. (En lugar de utilizar dos detectores, se puede utilizar un único detector junto con un bifurcador de haz).

### *Clasificador*

Estos detectores se pueden emplear para clasificar objetos con diferentes temperaturas, emisividades, conductividades térmicas, o emisión de radiación. Por ejemplo, se pueden hacer pasar objetos sobre una cinta transportadora a través del campo de visión de un detector. La magnitud de la señal de salida del detector puede ser una medida de la temperatura de cada objeto con respecto a la del fondo. La señal de salida puede controlar un mecanismo de aceptación / rechazo. Se puede utilizar una técnica similar para marcar material en un proceso de cinta continua.

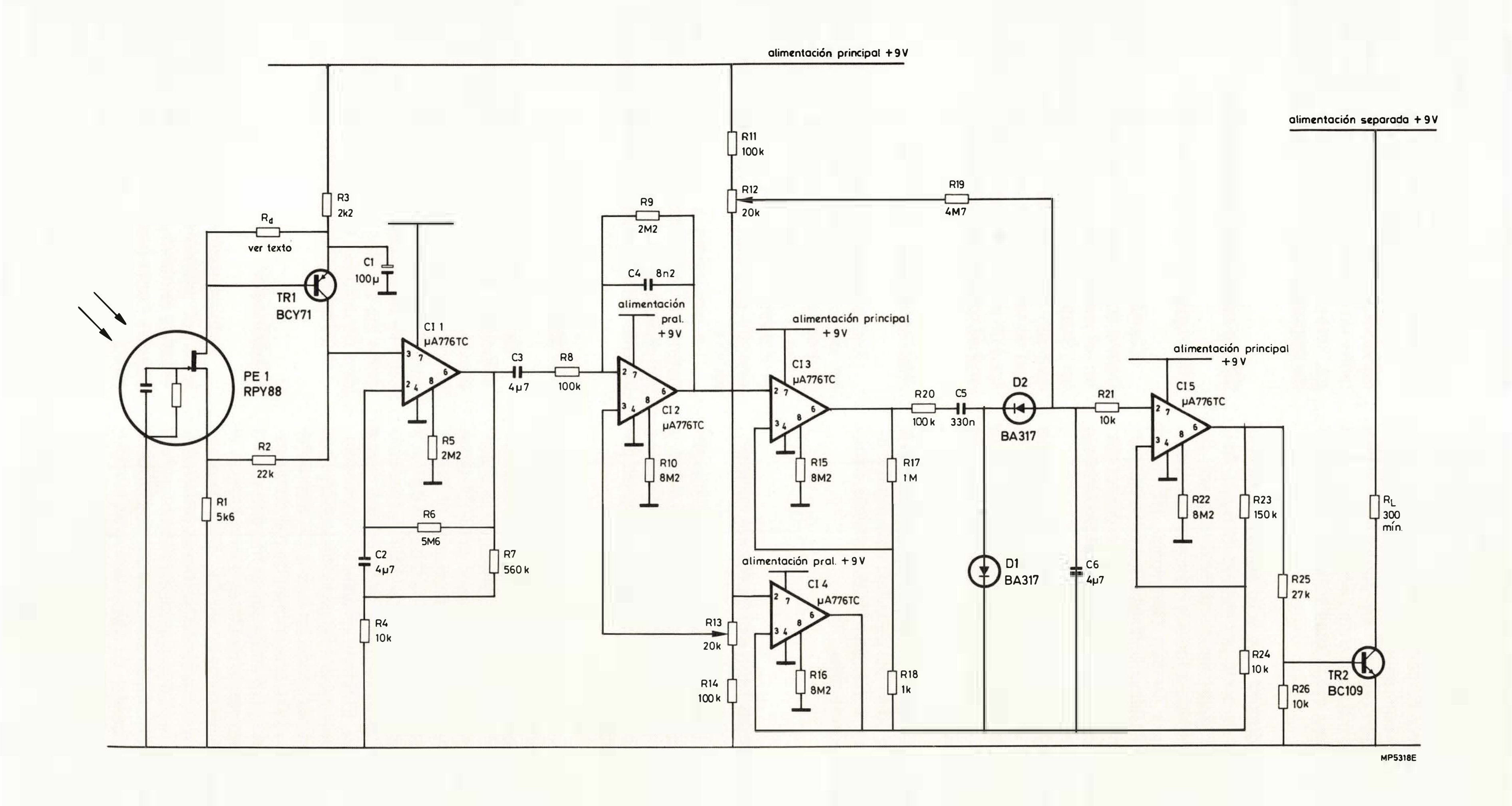



**Figura 18. Circuito de alarma contra intrusos.**

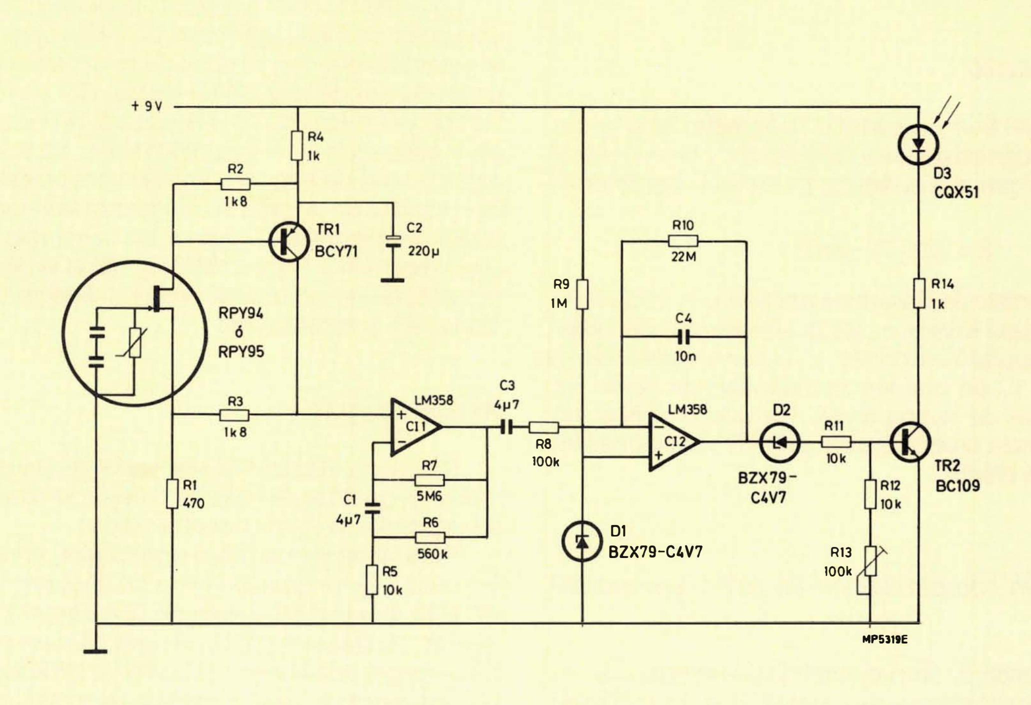



**Figura 19. Circuito de alarma contra intrusos de bajo coste.**

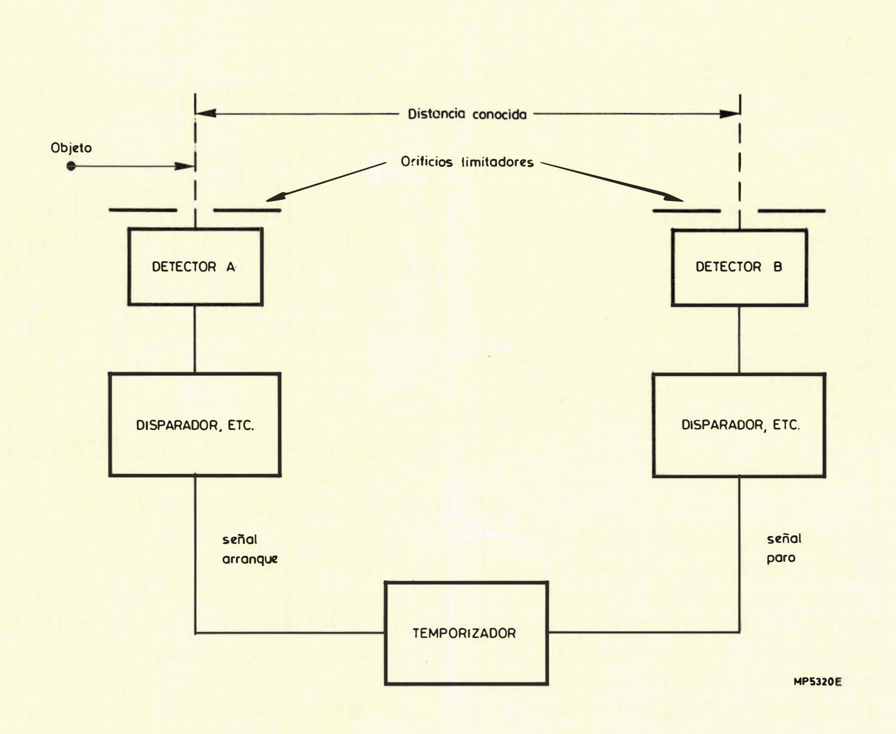



**Figura 20. Medida de velocidad con dos detectores.**

## Aplicaciones utilizando troceadores para modular la radiación de infrarrojos (sin óptica colectora)

### *Radiómetro sencillo*

Se puede construir un sencillo radiómetro colocando un troceador mecánico delante del detector y definiendo el campo de visión con una abertura. La señal S del detertor está dada por:

$$S = \beta(e_2T_2^4 - e_1T_1^4)$$

donde $e_1$ es la emisividad la lámina troceada, $T_1$ es su temperatura (en grados Kelvin) $e_2$, es la emisividad del objeto, $T_2$ es la temperatura del objeto, y $\beta$ es una constante. Las variaciones de $T_1$ se pueden compensar utilizando un transductor lineal de temperatura. Se puede utilizar un control de ganancia calibrado para permitir variaciones en la emisividad del objeto.

### *Radiómetro con compensación de la emisividad del objeto*

Se puede construir un radiómetro que elimina los errores debidos a variaciones de la emisividad. La radiación del objeto se divide en dos regiones espectrales que utilizan filtros y la radiación de cada región entre las dos señales de salida del detector depende sólo de la temperatura del objeto.

La radiación del objeto puede ser troceada antes de filtrada de modo que la radiación emitida por el filtro puede ser eliminada como una fuente de error.

## Aplicaciones utilizando troceadores con óptica colectora

### *Radiómetro*

El uso de óptica colectora aumentará la energía de radiación incidente en un detector una cantidad igual al cociente entre el área de abertura colectora y el área del elemento sensible en el detector. Como resultado, puede medirse las temperaturas de las áreas de un objeto radiante lejano (si no se conoce su emisividad). El área del objeto distante observado se define mediante la imagen del elemento en la óptica colectora.

### *Sensor de nivel*

Un detector de dos elementos se puede utilizar con un troceador y un sistema ópticco enfocado para formar un sensor de nivel capaz de detectar a distancia pequeña discontinuidades de temperatura. Una aplicación práctica de este instrumento es para detectar niveles de sólidos o líquidos en tanques y silos de almacenamiento vertical. En Containers de este tipo, normalmente existe una diferencia de temperatura entre las partes vacias y llenas del tanque.

Empleando un detector de dos elementos y una lámina troceadora que simultáneamente oculta y expone ambos elementos, se produce una diferencia de señal.

Por tanto, este instrumento puede ser utilizado para explorar un campo de visión y producir una máxima señal diferencia en la discontinuidad del nivel.

### *Análisis espectral*

Los detectores cerámicos piroeléctricos pueden ser utilizados en espectrómetros de infrarrojos. Sin embargo, la potencia equivalente de ruido es un factor diez veces superior que la de una célula Golay. Por tanto, el ancho de banda del instrumento necesitará reducirse 100 veces para conseguir la misma revolución. Se puede recuperar algún ancho de banda, y por tanto velocidad, controlando la velocidad de la carta de modo que la velocidad de escritura probablemente se mantenga constante. Sin embargo, una velocidad y resolución más bajas probablemente serán aceptables en espectrómetros diseñados para aplicaciones en la enseñanza.

### *Análisis de gas*

Se puede detectar la presencia de algunos gases mediante la cantidad de radiación de infrarrojos que absorben a longitudes de onda características.

Para detectar un determinado gas, la radiación de infrarrojos a la longitud de onda de absorción característica de este gas pasa a través de una cámara de referencia, que no contiene el gas, y de una cámara de muestra. La transmisión relativa de radiación de infrarrojos a través de las dos cámaras es una medida de la cantidad de gas. La absorción de gas tiende a ser pequeña, de modo que se necesitará que la radiación recorra un trayecto largo para obtener una elevada sensibilidad. La gran longitud del trayecto puede acomodarse en un espacio pequeño mediante el uso de reflexión múltiple entre espejos. Se puede utilizar este tipo de sistema para detectar alcohol en el aliento, y para analizar polución industrial y gases de expulsión de automoviles.

### *Control de máquina herramienta*

Estos detectores son suficientemente robustos como para ser utilizados en el control de máquinas herramienta. Un sistema de control puede utilizar un detector para contar el paso de franjas de interferencias que se mueven al moverse la herramienta. La distancia recorrida por la herramienta está relacionada con el número de franjas y con la longitud de onda de la radiación de infrarrojos.

## EXPLICACION DE LOS TERMINOS UTILIZADOS

### Campo de visión (FOV)

El ángulo de visión se define como el ángulo subtendido en el detector por las lineas que intersectan a la curva polar de respuesta en los puntos donde la responsividad ha decaído al 50% de su valor máximo (véase la figura 21).

El diagrama también muestra la respuesta técnica que sigue la ley coseno que, de acuerdo con la anterior definición, predice un máximo campo de visión posible de 120º.

### Responsividad

Las unidades de responsividad son voltios de salida por vatio de radiación incidente. La salida se mide en la sa-

lida de una etapa preamplificadora que tiene una ganancia igual a cinco (el amplificador se ha descrito ya anteriormente). Si se utiliza un preamplificador con una ganancia diferente, se obtendrá una responsividad diferente.

En los datos publicados, la responsividad está seguida de valores entre paréntesis, por ejemplo (500 K, 10) o (10 µm , 10). Esto indica que la responsividad se ha medido para una fuente de cuerpo negro a 500K, o para una longitud de onda de 10 m y con una frecuencia de troceado de a 10 Hz. En la práctica, la responsividad del detector no depende mucho de la longitud de onda ( y por tanto de la temperatura del cuerpo negro) dado que la radiación está dentro de la banda de transmisión de la ventana. La responsividad depende mucho de la frecuencia de troceado, disminuyendo al disminuir el inverso de la frecuencia. Es más conveniente utilizar los valores de responsividad dados en términos de longitud de onda, que en términos de temperatura del cuerpo negro, cuando los cálculos estén realizados en un sistema que incorpora filtros de infrarrojos.

## Potencia de ruido equivalente ( NEP)

La potencia de ruido equivalente indica la cantidad de energía incidente en el área sensora que proporciona una salida eléctrica equivalente al ruido eléctrico. Como el ruido eléctrico es proporcional a la raiz cuadrada del ancho de banda, las unidades son "vatios por raiz de hercio". Los valores entre paréntesis que siguen a la potencia de ruido equivalente, por ejemplo (500 K, 10, 1) o (10 µm, 10, 1), se refieren a la temperatura de la fuente de cuerpo negro o longitud de onda de radiación, la frecuencia medida, en este orden. El ancho de banda calculado es normalmente 1 Hz, pero puede ser cualquier valor. Las unidades del NEP son independientes de la medida del ancho de banda.

Los valores del NEP y de la responsividad se pueden utilizar para calcular el ruido eléctrico en la salida del preamplificador de ganancia igual a 5.

Para sistemas de amplio ancho de banda hay que tener en cuenta los cálculos de la caida de la responsividad al aumentar la frecuencia, y la integración del NEP multiplicador por responsividad debe ser para intervalos del ancho de banda relativamente pequeños.

## RECOMENDACIONES GENERALES PARA EL USO DE DETECTORES DE INFRARROJOS CERÁMICOS PIROELÉCTRICOS

1) Hay que tomar precauciones para evitar el daño o contaminación de la ventana. La grasa del dedo en particular es muy dificil de quitar y afectará adversamente a las propiedades de transmisión. No se pueden utilizar disolventes distintos del agua para limpiar las ventanas.

2) La placa del circuito impreso y el zócalo en las proximidades del preamplificador y del detector deben ser limpiadas a fondo. Además, todos los componentes deben ser tipos de bajo ruido o bajas fugas para asegurar el mejor funcionamiento posible.

3) El material es inherentemente piezo-eléctrico. Es decir, producirá una salida electrica si se excita, por ejemplo mediante vibración ( microfonía mecánica). Sin embargo, este efecto tiende a ser pequeño comparado con la señal de salida producida por las variaciones del flujo de radiación incidente, si el detector vibra en un campo de radiación no uniforme (microfonía óptica). Por lo tanto, es importante que el detector esté montado con seguridad, preferiblemente en un zócalo estándar T0-5.

4) Si el detector tiene que ser soldado directamente sobre una placa de circuito impreso , los terminales no deben doblarse a menos distancia de 1,5 mm del cabezal. Esto evitará que se dañen las uniones vidrio metal del cabezal.

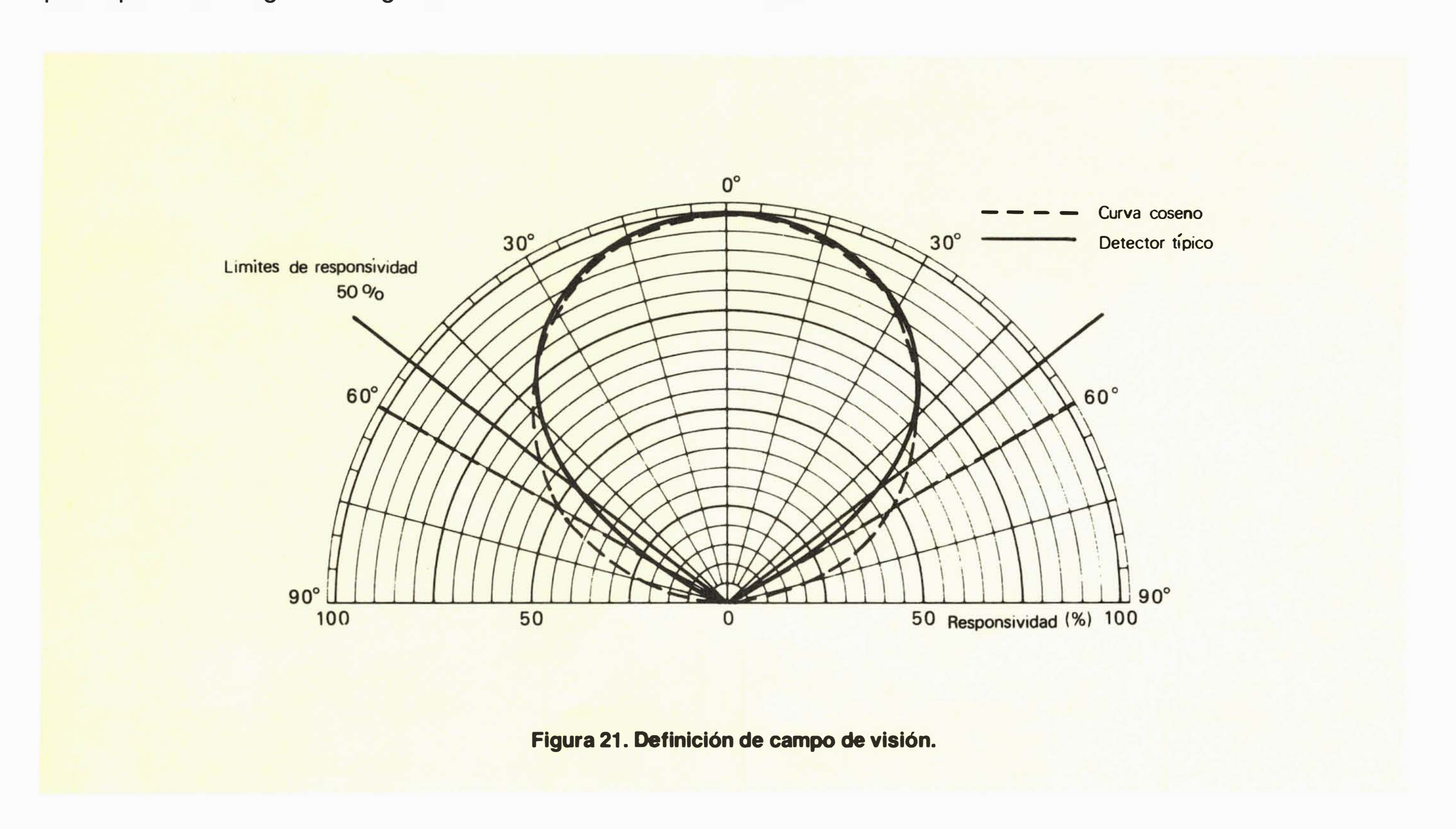



**Figura 21. Definición de campo de visión.**

5) La cápsula no debe ser nunca positiva con respecto a los terminales de surtidor y drenador, ya que esto podría dañar el FET.

6) El detector es capaz de funcionar a las frecuencias de audio. Ya que la señal de tensión disminuye al aumentar la frecuencia, el ruido también disminuye (pero a una velocidad más lenta). El detector puede trabajar a frecuencias más elevadas incluso si la radiación es muy intensa. Una precaución obvia consiste en no trabajar nunca a frecuencias relacionadas con la red, a no ser que se utilicen técnicas especiales de apantallamiento.

7) Para frecuencias mayores que la frecuencia de ruptura térmica (1Hz) la forma de onda de salida será triangular para una señal de radiación incidente en onda cuadrada. Si es necesario, se puede restablecer la cuadratura por diferenciación.

8) Se debe eliminar la radiación de las láminas troceadoras al detectar la temperatura de un objeto en el campo de visión de un pirómetro. Esto es más importante cuando existe pequeña diferencia entre las temperaturas de troceador y objeto.

9) La radiación del fondo dentro del margen espectral del detector no debe variar dentro de la banda pasante eléctrica del sistema.

10) El filtro "luz de dia", incluido en algunos detectores, evita que pase más radiación que la de una fuente de cuerpo negro con su máxima emisión en la región visible. Este bloquea la radiación visible y la de infrarrojos de longitud de onda corta pero permite que pase la mayoria de la radiación de longitud de onda larga. La ventana de silicio sobre algunos detectores evita el paso de radiación visible pero no de radiación de infrarrojos de longitud de onda corta o larga.

11) No se debe cortar la radiación en el lado del detector de la abertura restringida ya que esto provocará una señal modulada indeseada debido a puntos calientes en el campo de visión del detector.

12) En un sistema que funciona a muy bajas frecuencias, el movimiento del aire en la linea de alcance de un detector puede producir señales no deseadas.

Si el detector esta encerrado en una caja con una ventana de infrarrojos, se reduce el movimiento del aire que encierra el detector, y por lo tanto se minimiza notablemente el efecto.

# LISTA DE COMPONENTES

## Alarma contra intrusos (Figura 18)

*Resistencias*
Todas las resistencias son de CR25 10% si no se indica lo contrario.

| | | |
|---|---|---|
| $R_1$ | 5.6 kΩ | MR25 2% |
| $R_2$ | 22 kΩ | MR25 2% |
| $R_3$ | 2.2 kΩ | MR25 2% |
| $R_4$ | 10 kΩ | |
| $R_5$ | 2.2 MΩ | |
| $R_6$ | 5.6 MΩ | |
| $R_7$ | 560 kΩ | |
| $R_8$ | 100 kΩ | |
| $R_9$ | 2.2 MΩ | |
| $R_{10}$ | 8.2 MΩ | |
| $R_{11}$ | 100 kΩ | |
| $R_{12}$ | 20 kΩ | potenciómetro miniatura de preajuste |
| $R_{13}$ | 20 kΩ | potenciómetro miniatura de preajuste |
| $R_{14}$ | 100 kΩ | |
| $R_{15}$ | 8.2 MΩ | |
| $R_{16}$ | 8.2 MΩ | |
| $R_{17}$ | 1 MΩ | |
| $R_{18}$ | 1 kΩ | |
| $R_{19}$ | 4.7 MΩ | |
| $R_{20}$ | 100 kΩ | |
| $R_{21}$ | 10 kΩ | |
| $R_{22}$ | 8.2 MΩ | |
| $R_{23}$ | 150 kΩ | |
| $R_{24}$ | 10 kΩ | |
| $R_{25}$ | 27 kΩ | |
| $R_{26}$ | 10 kΩ | |
| $R_L$ | Carga (por ejemplo reli). Valor mínimo 300 Ω | |
| $R_d$ | Ver texto | MR25 2% |

*Condensadores*

| | | |
|---|---|---|
| $C_1$ | 100 μF, 25V | 016 16101 |
| $C_2$ | 4.7 μF | 344 21475 |
| $C_3$ | 4.7 μF | 344 21475 |
| $C_4$ | 8.2 nF | 425 48202 |
| $C_5$ | 330 nF | 344 21334 |
| $C_6$ | 4.7 μF | 344 21475 |

*Transistores*

$TR_1$ BCY71
$TR_2$ BC109

*Diodos*

$D_1$ BA317
$D_2$ BA317

*Circuitos integrados*

$IC_1$ μA776TC
$IC_2$ μA776TC
$IC_3$ μA776TC
$IC_4$ μA776TC
$IC_5$ μA776TC

*Detector piroeléctrico*

PE1 RPY88

## Alarma contra intrusos (Figura 19)

*Resistencias*
Todas las resistencias son de CR25 10% si no se indica lo contrario.

| | | |
|---|---|---|
| $R_1$ | 470 Ω | MR25 2% |
| $R_2$ | 1.8 kΩ | MR25 2% |
| $R_3$ | 1.8 kΩ | MR25 2% |
| $R_4$ | 1 kΩ | MR25 2% |
| $R_5$ | 10 kΩ | MR25 2% |
| $R_6$ | 560 kΩ | |
| $R_7$ | 5.6 MΩ | |
| $R_8$ | 100 kΩ | |
| $R_9$ | 1 MΩ | |
| $R_{10}$ | 2.2 MΩ | |
| $R_{11}$ | 10 kΩ | |
| $R_{12}$ | 10 kΩ | |
| $R_{13}$ | 100 kΩ | potenciómetro miniatura de preajuste |
| $R_{14}$ | 1 kΩ | |

*Condensadores*

| | | |
|---|---|---|
| $C_1$ | 4.7 μF | 344 21475 |
| $C_2$ | 220 μF, 16 V | 016 15221 |
| $C_3$ | 4.7 μF | 344 21475 |
| $C_4$ | 10 nF | 352 44103 |

*Diodos*

$D_1$ BZX79-C4V7
$D_2$ BZX79-C4V7
$D_3$ CQX51

*Transistores*

$TR_1$ BCY71
$TR_2$ BC109

*Detector piroeléctrico*

PE1 RPY94 or RPY95

*Circuitos integrados*

$IC_1$ ½ LM358
$IC_2$ ½ LM358

# Fuente de alimentación auxiliar para el sistema de control de velocidad de motores de c.a.

**Como conclusión a la serie de artículos sobre el control de velocidad de motores aparecidos en números anteriores, este artículo describe el diseño de una fuente de alimentación conmutada para todas las tensiones estabilizadas necesarias para el sistema de control por PWM descrito.**

El diseño y el principio de funcionamiento del sistema de control de velocidad para motores de c.a. por Modulación de Anchura de Impulsos (P.W.M.) ha sido descrito exhaustivamente en la serie de artículos de la "Revista Miniwatt" (vol. 19, nº10, Vol. 20, nºs 2, 4, 6, 8, 9, 11). Este artículo, que cierra la serie, esta dedicado a la fuente de alimentación conmutada que proporciona las diversas bajas tensiones contínuas aisladas necesarias para el funcionamiento del sistema por PWM. El diseño exacto del sistema por PWM depende de las exigencias del usuario que se reflejará en la fuente de alimentación como cambios en las especificaciones de sus salidas. La fuente de alimentación que se describe debe por lo tanto ser tomada como un ejemplo ilustrativo de los principios generales más que como un diseño de aplicación general.

## ACCIONAMIENTO DE MOTORES DE C.A. POR PWM.

La figura 1 muestra el diagrama de bloques del sistema de control de la velocidad de motores de c.a. por PWM. La entrada de la red trifásica está conectada a un puente rectificador a través de un filtro supresor de interferencias. La red rectificada es seguidamente filtrada. Los condensadores de este filtro proporcionan la alimentación contínua del inversor. La salida del inversor consiste en una forma de onda trifásica modulada en anchura de impulsos equilibrados senoidalmente por una determinada frecuencia portadora, que proporciona unas corrientes senoidales en el motor de bajo contenido armónico. Estas formas de onda son sintetizadas por el circuito L.S.I. especialmente dise-

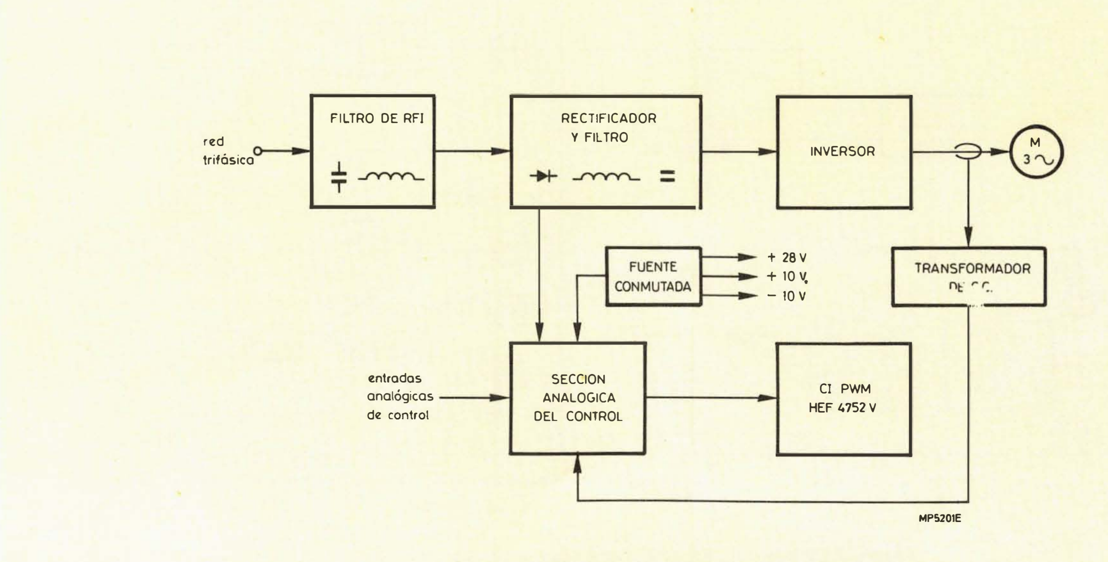



**Figura 1.– Sistema de accionamiento de motores por PWM.**

ñado para ello tipo HEF4752V. El control del sistema se consigue por medio de entradas analógicas de control (bajo control del usuario) y tres señales internas de realimentación.

Estas señales de realimentación proporcionan información de la tensión en los condensadores de filtrado, del nivel de la corriente en el motor, e indican si el motor actua como tal o como generador. La descripción completa del proceso de control aparece en la "Revista Miniwatt" Vol 20 nº 8 y 9.

Cuando el motor actúa como generador, la energía producida se almacena en los condensadores de filtrado, con lo que su tensión variará considerablemente.

Como esta tensión es la que proporciona la entrada de la fuente de alimentación,el que ésta admita una amplia tolerancia en esta tensión es un requisito esencial en su diseño. El hecho de cumplimentar estos requisitos proporciona una ventaja adicional que consiste en que la fuente de alimentación funcionará sin modificaciones a partir de una batería o a partir de la red monofásica o trifásica.

## ESPECIFICACIONES DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

Es necesario que la fuente de alimentación proporcione las siguientes siete salidas:

1) 28 V para los circuitos de disparo del inversor;
2) 410 V para el C.I. LOCMOS (HEF4752 V) y la sección analógica del control;
3) -10 V para la sección analógica del control;
4) 30 V para el circuito sensor de la intensidad en el motor;
5) 30 V para el conmutador indicador del modo de funcionamiento motor/generador ($\overline{M}$/G);
6) 10 V de señal lógica (L) inhibición/no inhibición del sistema completo de accionamiento durante la conexión y la desconexión;
7) señal aislada $V_c$ proporcional a la tensión contínua en los condensadores de filtrado. El circuito debe generar estas salidas a partir de tensiones contínuas de entrada comprendidas entre 200 y 800 V.

## DISEÑO DEL CIRCUITO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

La fuente de alimentación conmutada está formada por un convertidor indirecto auto-oscilante que utiliza un devanado de realimentación de tensión para regular las variaciones en las salidas de 1 a 6 (ver especificaciones citadas) producidas por la variación de la alta tensión contínua de entrada (de 200 a 800 V). Además, reguladores en serie integrados limitan las variaciones en las alimentaciones de 10 y −10 V que producen los cambios en la corriente de carga. El elemento interruptor de potencia es el nuevo transistor de alta tensión BUY89, y el transformador está devanado en dos núcleos de ferrita EC44/17/18. La figura 2 muestra el diagrama de bloques del circuito y en la figura 3, aparece el esquema del circuito completo.

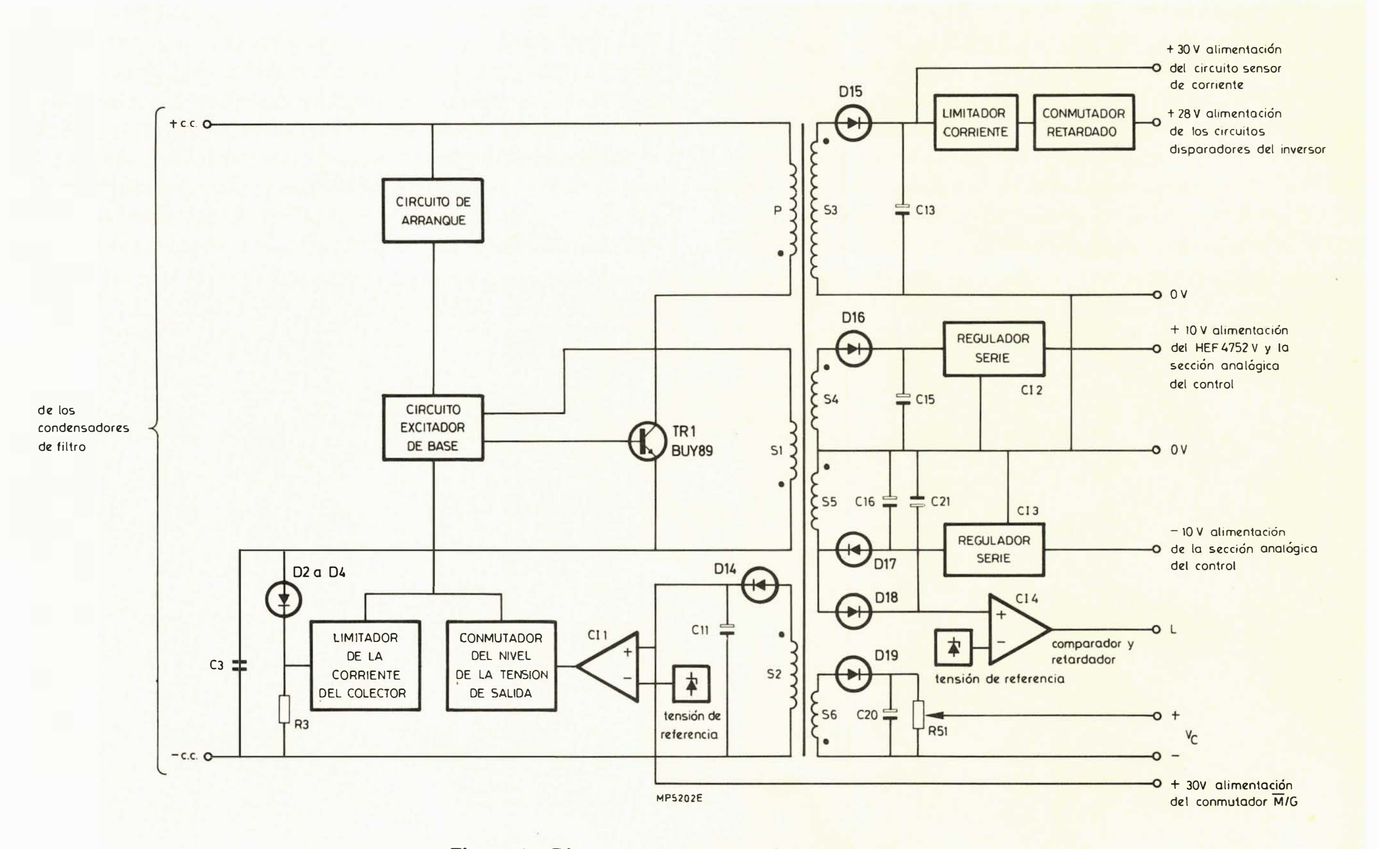



**Figura 2.– Diagrama de bloques de la fuente de alimentación conmutada (los números de los componentes corresponden a componentes idénticos en la figura 3).**

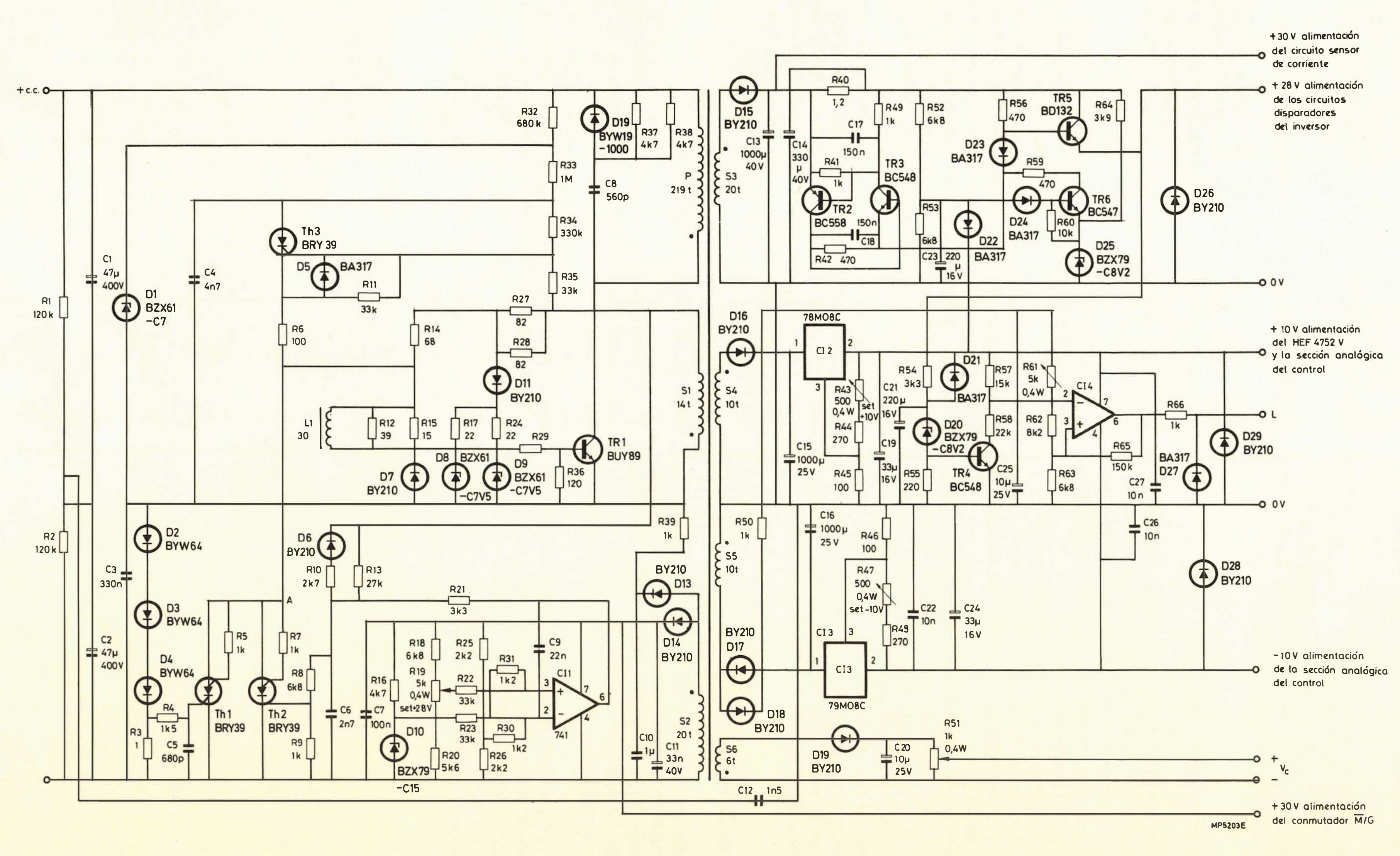



**Figura 3.- Esquema del circuito de la fuente de alimentación conmutada.**

## Circuito de arranque

Cuando la fuente de alimentación se conecta a los condensadores de filtrado, el condensador $C_4$ (Fig. 3) se carga a través de $R_{32}$ y $R_{33}$. La tensión de puerta de $Th_3$ sube hasta que el dispositivo conduce en cuyo momento $C_4$ se descarga a través de $Th_3$, $R_6$, $L_1$, $R_{12}$, $R_{29}$ y la base de $TR_1$. Esto hace conducir a $TR_1$ cuya excitación de base, para mantenerse conduciendo, es suministrada por $S_1$.

## Funcionamiento en conmutación

Aunque el elemento interruptor $TR_1$ es llevado inicialmente a conducción por el circuito de arranque, el funcionamiento básico en conmutación se consigue bloqueando $TR_1$ a través del circuito de estabilización de tensión por medio de $Th_2$ y por la acción de $S_1$.

Con $TR_1$ en conducción, el condensador $C_6$ se carga a través de $R_{13}$. El potencial del punto A (fig. 3) subirá hasta que $Th_2$ entre en conducción, el cual a su vez bloquea la excitación de base de $TR_1$.

Con $TR_1$ bloqueado, la tensión de colector sube hasta alrededor de 340 V por encima de la tensión de alimentación, y permanece a este nivel hasta que la energía almacenada en el transformador es transferida a la salida. Una oscilación de tensión en el primero hace que la tensión de colector descienda por debajo de la tensión de alimentación. La f.e.m. en $S_1$ se invierte, proporcionando la excitación de base para llevar de nuevo a $TR_1$ a conducción.

## Estabilización de tensión

El circuito de estabilización de tensión compensa los cambios en el nivel de la corriente contínua variando la relación trabajo/reposo de la forma de onda de la conmutación. La relación trabajo/reposo viene afectada por la subida o bajada de la corriente que fluye en el punto A a través de $R_{21}$.

Los cambios en el nivel contínuo de la salida aparecen en el devanado de realimentación $S_2$. Cuando la tensión contínua de salida sube por encima del nivel deseado, la salida de $CI_1$ va a positivo, el potencial de A sube, reduciéndose el tiempo necesario para alcanzar el nivel de disparo de $Th_2$. De esta forma, la relación trabajo/reposo de la forma de onda troceada se reduce y la tensión de salida contínua baja. Por el contrario si la tensión de salida contínua desciende por debajo del nivel deseado, la salida de $CI_1$ va a negativo, el potencial de A baja, y la relación trabajo/reposo de la forma de onda troceada aumenta.

## Limitador de la corriente de colector

El limitador de la corriente de colector protege a $TR_1$ contra una excesiva corriente de colector. La acción del limitador de corriente es determinada por la tensión en $R_3$, que sube cuando lo hace la corriente a través de $TR_1$. Por encima de determinada tensión, Th conduce retirando por lo tanto la excitación de base de $TR_1$.

## Protección y estabilización de la salida

El circuito descrito proporciona una excelente estabilidad contra las variaciones de la tensión de entrada, pero no da el mismo rendimiento frente a las variaciones de la tensión de salida que provocan los cambios de la corriente de salida. Para evitar estas variaciones, en las salidas de 10 y –10 V se utilizan reguladores en serie integrados ($CI_1$ y $CI_2$).

Las salidas de 10, –10 y 28 V están protegidas contra cortocircuitos de duración indefinida. Las salidas de 10 y –10 V, utilizan protección replegada y la de 28 V es puesta fuera de servicio en condiciones de sobrecarga por un limitador de corriente. Las especificaciones completas de las salidas de 10, –10 y 28 V figuran en la tabla 1.

## Puesta en marcha y paro

Durante la puesta en marcha, la tensión en el condensador de filtrado sube según una constante de tiempo determinada por un circuito de carga (ver Revista Miniwatt vol. 20 nº 8-9), con un tiempo típico de 66 ms. Con el fin de asegurar un funcionamiento seguro del sistema por PWM, la tensión de alimentación del circuito de disparo es inhibida hasta que es suficientemente elevada. Por el contrario, en el momento de parar, dicha tensión de alimentación desaparece antes de que la entrada descienda por debajo de un mínimo preestablecido.

**TABLA 1**

**Especificaciones detalladas de las salidas 10, –10 y +28V.**

| Salida nominal V | Corriente máxima mA | Variación de la salida con una variación de la corriente de salida desde cero al máximo | Variación de la salida con una variación de la tensión de entrada desde 200 a 800 V c.c. mV | Rizado pico a pico mV |
|---|---|---|---|---|
| +10 | 110 | < 100 mV | < 50 | < 100 |
| –10 | 140 | < 100 mV | < 50 | < 100 |
| +28 | 500 | 24 a 32 V | < 100 | < 150 |

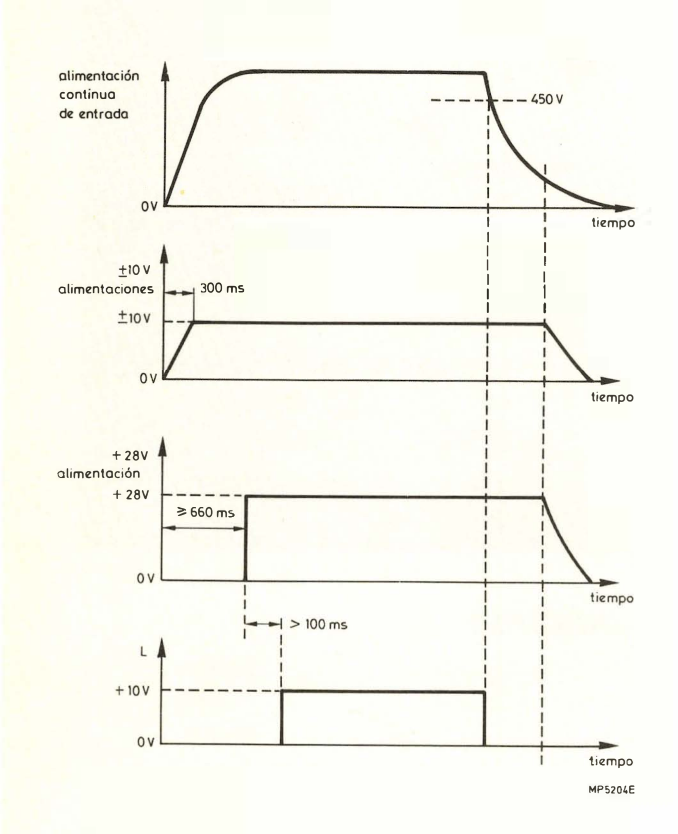



**Figura 4.- Formas de onda de puesta en marcha y paro.**

Las diferentes formas de onda de las tensiones durante la puesta en marcha y el paro aparecen en la figura 4. Durante el período inicial de la puesta en marcha, las tensiones de 10 y –10 V se estabilizan pasado un tiempo de aproximadamente 300 ms. La salida de 28 V es puesta fuera de servicio por un conmutador con un retardo de unos 660 ms.

La señal L se genera utilizando el devanado del transformador correspondiente a la salida de –10 V en sentido directo. La salida de este devanado es proporcional a la tensión contínua de entrada, y es comparada con una tensión de referencia en un circuito comparador y de retardo. Como consecuencia, la salida de este circuito (señal L) permanece inhibida durante un tiempo que depende de la magnitud de la tensión contínua de entrada. La señal L se utiliza para poner en funcionamiento el sistema completo de accionamiento. La forma exacta de como se produce esto dependerá del diseño de la sección analógica del control. Durante el paso a bloqueo L desciende a un valor BAJO cuando la tensión contínua de entrada desciende por debajo de 450 V.

## El transformador

Los detalles del transformador aparecen tabulados en la tabla 2. Está devanado sobre dos núcleos de ferrita EC44 / 17 / 18, [código 8213 140 25320].

El espesor del entrehierro es de 0,34 mm.

## SISTEMA COMPLETO DE CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DE C.A.

Con este artículo concluye la descripción del sistema de control de la velocidad por PWM y queda completada la serie de artículos de la Revista Miniwatt.

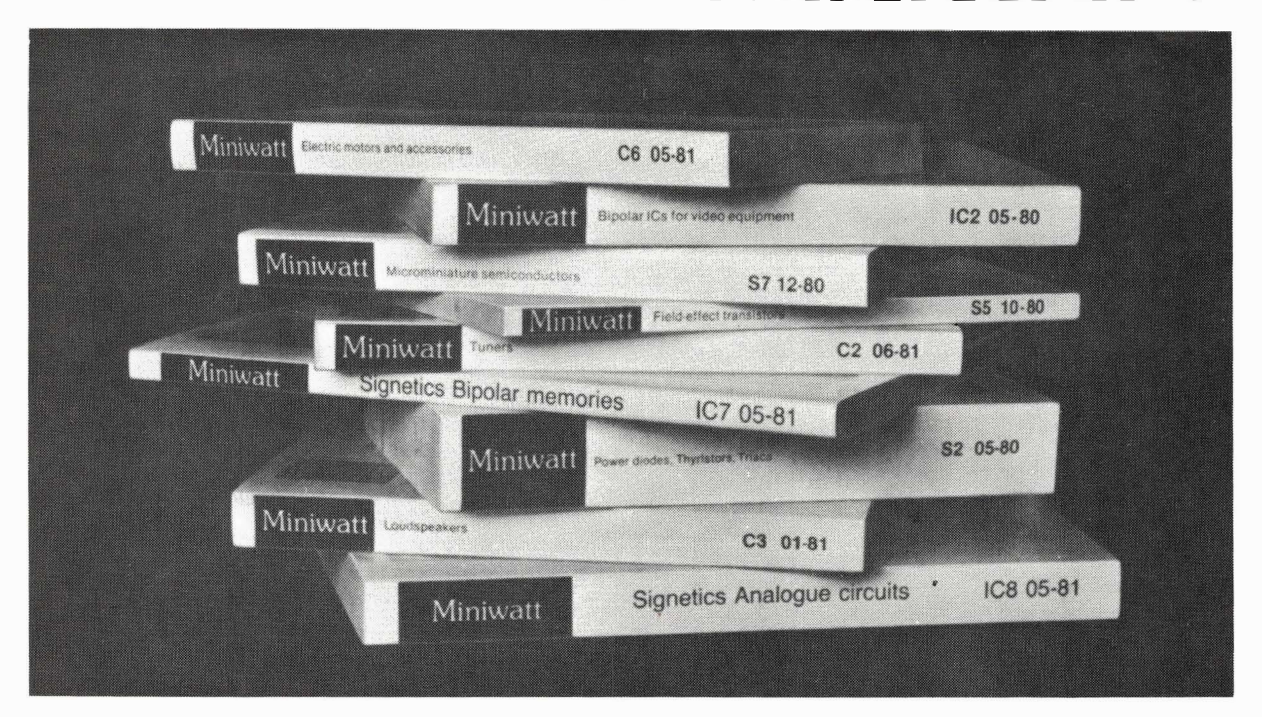
Sin embargo, el sistema descrito está sujeto a un contínuo desarrollo, y puede ser que los diferentes artículos de la serie no siempre reflejen las innovaciones más recientes.

**TABLA 2**

**Transformador para la fuente de alimentación conmutada.**

| Circuito de referencia Fig.3 | Número total de espiras | Espiras por capa | Número de capas | Diámetro del hilo mm | Tensión de salida c.c. |
|---|---|---|---|---|---|
| P | 219 | 73 | 3 | 0,16 | – |
| S1 | 14 | 14 | 1 | 0,63 | – |
| S2 | 20 | 20 | 1 | 0,63 | +30 V (interno) |
| S3 | 20 | 20 | 1 | 0,63 | +30 V (externo) |
| S4 } bifilar | 10 | 20 | 1/2 | 0,63 | +14 V (+10 V regulados) |
| S5 } bifilar | 10 | 20 | 1/2 | 0,63 | –14 V (–10 V regulados) |
| S6 | 6 | 6 | 1 | 0,63 | **Tensión de entrada c.c.** 36,5 |

# BIBLIOTECA MINIWATT




## DATA HANDBOOKS

| | | | |
|---|---|---|---|
| S3 | 04 – 80 | SMALL–SIGNAL TRANSISTORS | 800 ptas. |
| S5 | 10 – 80 | FIELD– EFFECT TRANSISTORS | 280 ptas. |
| S7 | 12 – 80 | MICROMINIATURE SEMICONDUCTORS | 425 ptas. |
| IC1 | 05 – 80 | BIPOLAR ICs FOR RADIO AND AUDIO EQUIPMENT | 425 ptas. |
| IC2 | 05 – 80 | BIPOLAR ICs FOR VIDEO | 500 ptas. |
| IC7 | 05 – 81 | SIGNETICS BIPOLAR MEMORIES | 350 ptas. |
| IC8 | 05 – 81 | SIGNETICS ANALOGUE CIRCUITS | 625 ptas. |
| CM12 | 11 – 79 | VARIABLE RESISTORS AND TEST SWITCHES | 250 ptas. |
| CM13 | 12 – 79 | FIXED RESISTORS | 350 ptas. |
| C3 | 01 – 81 | LOUDSPEAKERS | 475 ptas. |
| C14 | 04 – 80 | ELECTROLYTIC AND SOLID CAPACITORS | 375 ptas. |
| T1 | 02 – 80 | TUBES FOR R.F. HEATING | 500 ptas. |
| T2 | 04 – 80 | TRANSMITTING TUBES FOR COMMUNICATIONS | 750 ptas. |
| T3 | 06 – 80 | KLYSTRONS, TWTS MICROWAVE DIODES | 350 ptas. |
| T4 | 09 – 80 | MAGNETRONS | 325 ptas. |
| T6 | 07 – 80 | GEIGER MULLER TUBES | 280 ptas. |
| T9 | 06 – 80 | PHOTO AND ELECTRON MULTIPLIERS | 350 ptas. |
| T10 | 05 – 81 | CAMARA TUBES IMAGE INTENSIFIERS | 510 ptas. |

## NUEVOS CATALOGOS

| | | | |
|---|---|---|---|
| CT1 | 81 / 82 | GENERAL CATALOGUE | 800 ptas. |
| CT2 | 81 / 82 | SEMICONDUCTORS | 300 ptas. |
| CT3 | 81 / 82 | INTEGRATED CIRCUIT CATALOGUE | 300 ptas. |
| CT4 | | RESISTORES | 25 ptas. |

Miniwatt
Miniwatt s.a.
**división comercial** **barcelona** - 7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e **madrid** - 4 sagasta, 18 telf. 446 40 00

# Codificador de teclado utilizando FPLS

Un codificador de teclado debe ser capaz de realizar cuatro funciones básicas:

- exploración del teclado;
- supresión del rebote del contacto;
- codificación de tecla;
- posibilidad de señalar los datos de salida válidos.

El máximo tamaño del teclado que se puede utilizar con un determinado codificador depende mucho del tiempo utilizado para explorar el teclado y del tiempo empleado para suprimir los efectos de rebote del contacto de tecla. Cuanto más largos son estos tiempos menor es la máxima velocidad de entrada de datos.

La supresión de rebote del contacto puede realizarse mediante un filtro pasa bajos consistente en una combinación RC. Normalmente es suficiente un filtro con un corte alrededor de 100 Hz para eliminar las señales de rebote a alta frecuencia.

Sin embargo, el diseño de algunos codificadores es más atractivo si se suprimen las señales de rebote de forma digital. Esto se puede hacer muestreando regularmente la señal de contacto para averiguar su estabilidad sobre un determinado periodo. La figura 1 muestra el diagrama de flujo de un sencillo sistema de supresión del rebote. Una vez que se ha detectado una tecla no apretada, hay que tener n muestras consecutivas de "tecla no apretada" antes de que la tecla se considere suelta y la rutina de exploración puede comenzar de nuevo. El número de muestras necesario para suprimir el rebote del contacto depende de la frecuencia de muestreo, $f_s$, y de la frecuencia de corte paso bajos, $f_c$;

$$n = f_s / f_c$$

Para una velocidad de muestreo de 1 KHz y un corte de 100Hz, se deben tener 10 muestras con la tecla pulsada antes de que el sistema pueda continuar la exploración.

El mecanismo de codificación de tecla puede estar fijado en el hardware, o puede ser programable, permitiendo al usuario seleccionar el código de cada tecla. Los codificadores fijos normalmente se ajustan a normalizaciones nacionales o internacionales para teclados.

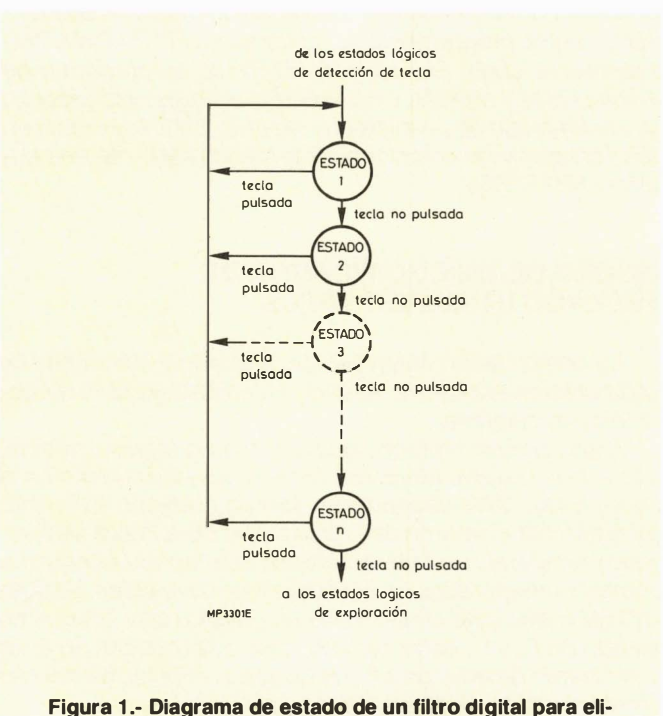



**Figura 1.- Diagrama de estado de un filtro digital para eliminar los efectos del rebote de tecla.**

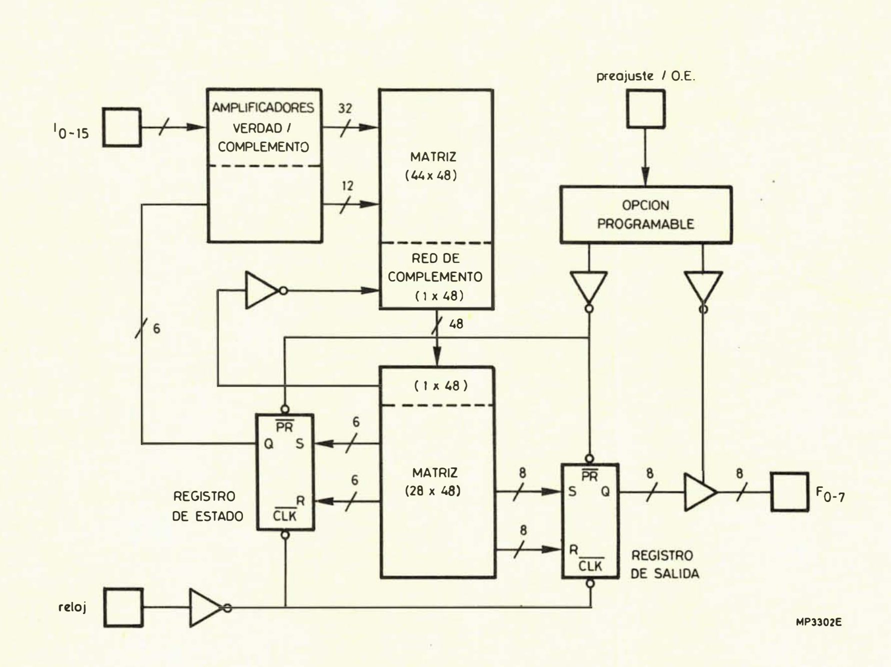



**Figura 2.- Diagrama de bloques del FPLS 82S105/6.**

Una vez detectada y codificada una tecla pulsada, el código puede presentarse a la salida acompañado de una señal para indicar la presencia de un código válido. La forma de esta señal dependerá de los requisitos de la aplicación.

Evidentemente, el codificador ideal de teclado será un único chip que proporcione al usuario la posibilidad de programar todos los parámetros operacionales mencionados. La forma más sencilla de conseguirlo es utilizar el secuenciador lógico programable por el usuario (FPLS, Field Programmable Logic Sequencer). El FPLS se programa de forma rápida y sencilla y no necesita el engorroso proceso de ensamblado de un microprocesador. Está disponible en dos versiones: de colector abierto (N82S104) y de tres estados (N82S105).

## DISEÑO DE UN CODIFICADOR DE TECLADO UTILIZANDO FPLS

La combinación de un estado síncrono y una matriz de conmutación asincrona requiere un único algoritmo del estado de la máquina.

Cada circuito síncrono que combina la lógica combinacional y un registro temporal, como el que se muestra en la figura 3 (a), debe asegurar un tiempo prefijado suficiente para permitir el retardo de propagación de la lógica y del registro temporal. Un fallo al realizar esto puede conducir a cambios inesperados en el estado o en las salidas. La figura 3 (b) ilustra este efecto: cuando $I_0$ pasa a alto, el próximo estado de $F_0$ y $F_1$ debe ser alto, pero se producirá un error si el retardo de entrada a $F_1$ es tal que el impulso de reloj se presenta antes de que la entrada alcance $F_1$.

Con un dispositivo como un teclado no hay forma de garantizar el tiempo prefijado, pues el usuario puede apretar una tecla en cualquier instante. Una forma de resolver este problema es utilizar un registro temporal entre el teclado y el codificador. Sin embargo, existe otra solución que no requiere el registro temporal adicional: con técnicas de lógica segregada.

La segregación lógica separa la lógica del estado de la máquina de modo que cualquier suceso asíncrono externo

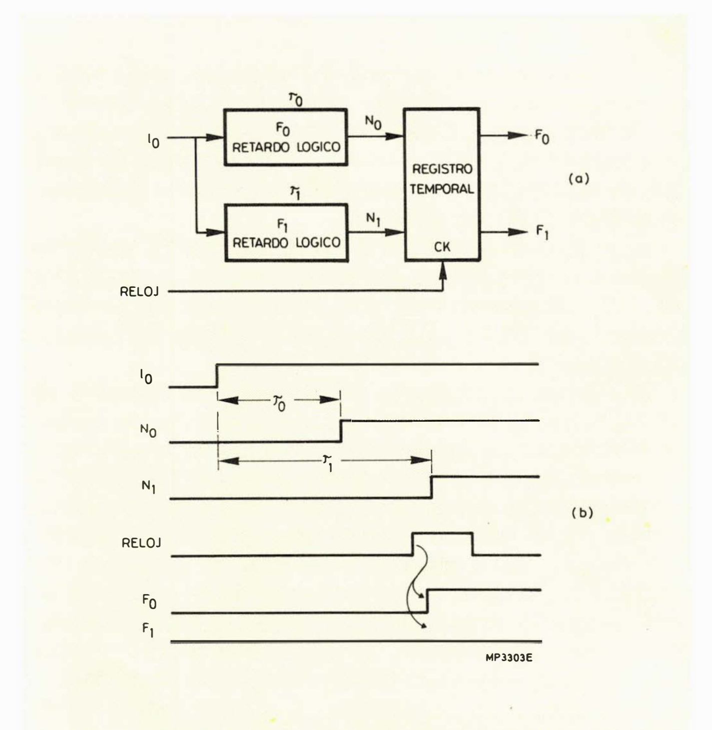



**Figura 3.- Lógica combinacional y registros temporales. (a) Circuito general. (b) Diagrama de secuencias que muestra la violación de los requisitos del tiempo prefijado y su resultado.**

afecte solamente a un estado o bit del registro de salida. Así, las violaciones del tiempo prefijado no producirán errores, sino simplemente un retardo de un ciclo de reloj. La figura 4 muestra el circuito completo, excluyendo el reloj, de un codificador para un teclado que funciona según el principio descrito antes.

El FPLS explora la matriz de teclas en filas de 15 teclas. Se utilizan las salidas $F_0$ a $F_3$ para seleccionar una fila haciendo que una salida esté en estado bajo en un instante. Si se pulsa una tecla en la fila seleccionada, una de las entradas $I_1$ a $I_{15}$ pasará a bajo, haciendo que el FPLS deje el modo de exploración y entre en el modo de tecla detectada. El código programado por esta tecla sale entonces en $F_0$ a $F_6$ y la tecla Strobe, $F_7$, pasa a estado bajo durante un periodo del reloj. El dato de la tecla debe estar sincronizado en la lógica receptora por el flanco de subida de la tecla Strobe. Después de la salida del dato de tecla, el sistema realiza una rutina de supresión de la señal de rebote antes de volver al modo de exploración.

Las tareas realizadas por el FPLS se pueden dividir en tres áreas; exploración de tecla, selección de la salida de código de tecla, y supresión de rebote. En la construcción del programa del FPLS, hay que tener cuidado de asegurar que solamente cambie un bit del registro interno como resultado de un cambio en las entradas externas ($I_0$ a $I_{15}$), cumpliendo con el requisito de lógica segregada. En la figura 5 se muestra la carta de programa para el FPLS.

## Exploracion de tecla

Las teclas son exploradas en cuatro columnas de 15 teclas cada una. Los seis bits de estado actual se utilizan para representar un contador de filas de cuatro bits, que cuenta de 1 a 15, y un contador de columna de dos bits, que cuenta de 0 a 3. El contador de fila se incrementa automáticamente mediante las lineas de 0 a 3 mientras no se pulsa ninguna tecla. Cuando el contador alcanza 15, las líneas 4 a 6 aseguran que el contador de columna está incrementando y el contador de fila pasa a 1. Al mismo tiempo, como el contador de estado está siendo incrementado, el registro de salida aumenta para mantener los 3 bits más significativos del contador de fila. El último bit significativo del contador de fila no puede estar contenido en el registro de salida debido a que las funciones de salida 0 a 3 se utilizan para seleccionar las columnas de teclas. La figura 6 muestra el diagrama de estado de la lógica de exploración.

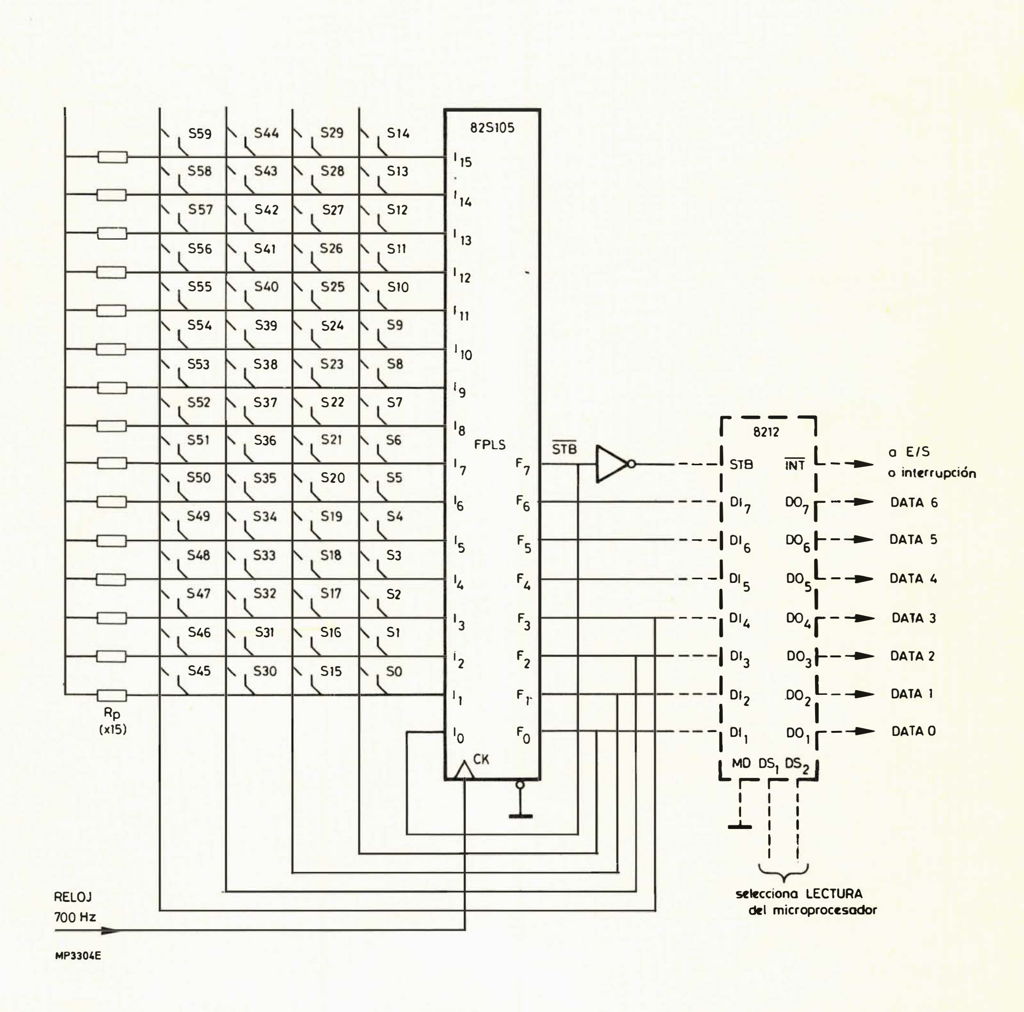
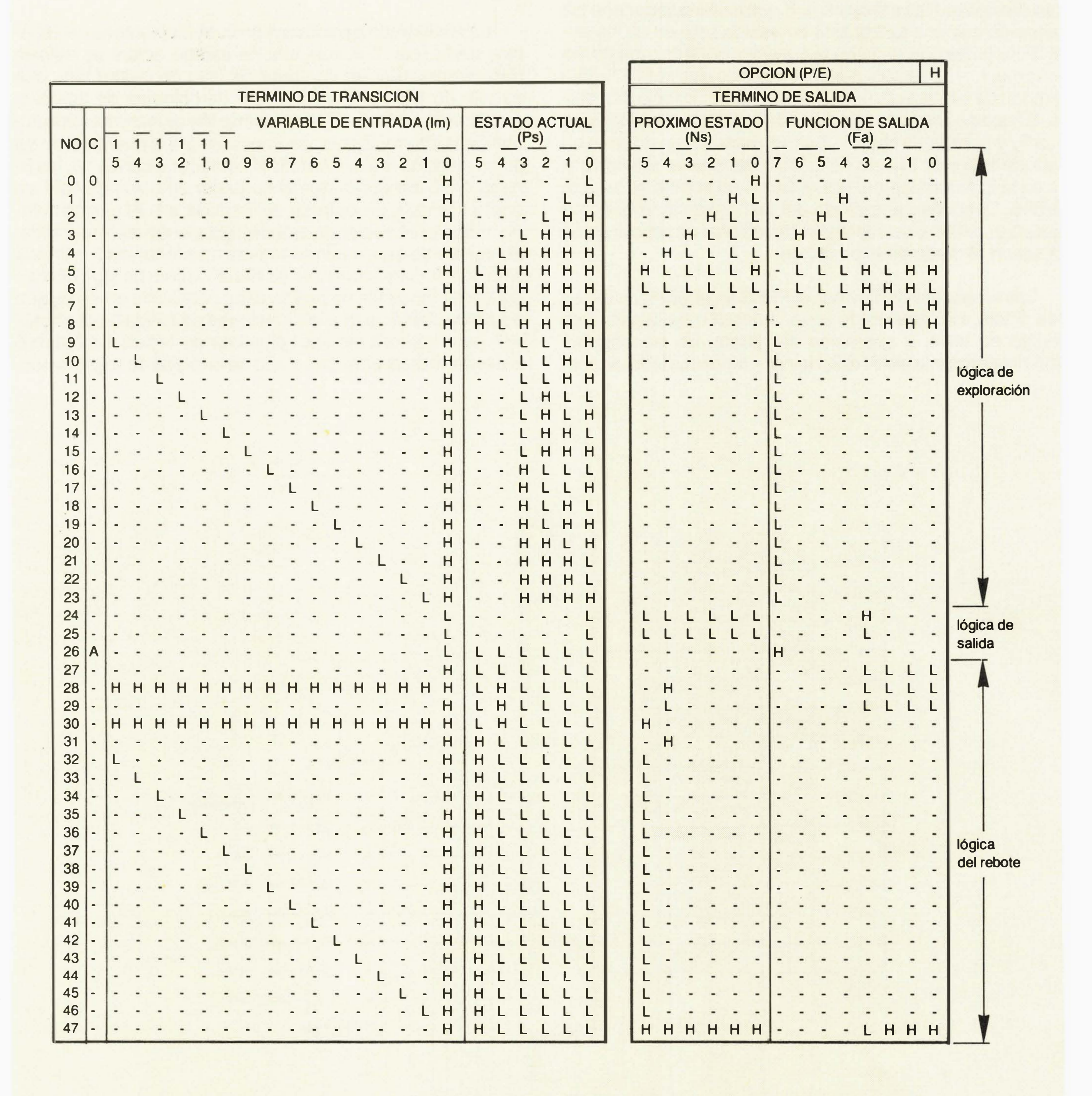



**Figura 4.- Esquema de un codificador de 60 teclas utilizando el FPLS. El registro de entrada salida 8212, que se muestra en las líneas a trazos, sólo se requiere para conectar directamente a un microprocesador.**



TERMINO DE TRANSICION

OPCION (P/E) H

TERMINO DE SALIDA

| NO | C | VARIABLE DE ENTRADA (Im) | | | | | | | | | | | | | | | | ESTADO ACTUAL (Ps) | | | | | | PROXIMO ESTADO (Ns) | | | | | | FUNCION DE SALIDA (Fa) | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 15 | 14 | 13 | 12 | 11 | 10 | 9 | 8 | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | H | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 1 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | - | - | - | - | L | H | - | - | - | - | H | L | - | - | - | H | - | - | - | - |
| 2 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | - | - | - | L | H | H | - | - | - | H | L | L | - | - | H | L | - | - | - | - |
| 3 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | - | - | L | H | H | H | - | - | H | L | L | L | - | H | L | L | - | - | - | - |
| 4 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | - | L | H | H | H | H | - | H | L | L | L | L | - | L | L | L | - | - | - | - |
| 5 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | L | H | H | H | H | H | H | L | L | L | L | H | - | L | L | L | H | L | H | H |
| 6 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | H | H | H | H | H | H | L | L | L | L | L | L | - | L | L | L | H | H | H | L |
| 7 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | L | L | H | H | H | H | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | H | L | H |
| 8 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | H | L | H | H | H | H | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | H | H | H |
| 9 | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | - | - | L | L | L | H | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 10 | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | - | - | L | L | H | L | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 11 | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | - | - | L | L | H | H | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 12 | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | - | - | L | H | L | L | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 13 | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | - | - | L | H | L | H | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 14 | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | - | - | L | H | H | L | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 15 | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | H | - | - | L | H | H | H | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 16 | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | H | - | - | H | L | L | L | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 17 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | H | - | - | H | L | L | H | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 18 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | H | - | - | H | L | H | L | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 19 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | H | - | - | H | L | H | H | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 20 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | H | - | - | H | H | L | H | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 21 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | H | - | - | H | H | H | L | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 22 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | H | - | - | H | H | H | L | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 23 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | H | - | - | H | H | H | H | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - |
| 24 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | L | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | H | - | - | - |
| 25 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | L | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | L | - | - | - |
| 26 | A | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | H | - | - | - | - | - | - | - |
| 27 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | L | L | L |
| 28 | - | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | L | H | L | L | L | L | - | H | - | - | - | - | - | - | - | - | L | L | L | L |
| 29 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | L | H | L | L | L | L | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | L | L | L | L |
| 30 | - | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | H | L | H | L | L | L | L | H | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 31 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | - | H | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 32 | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 33 | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 34 | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 35 | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 36 | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 37 | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 38 | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 39 | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 40 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 41 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 42 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 43 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 44 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 45 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | - | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 46 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | L | H | H | L | L | L | L | L | L | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - |
| 47 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | H | H | L | L | L | L | L | H | H | H | H | H | H | - | - | - | - | L | H | H | H |



Figura 5.

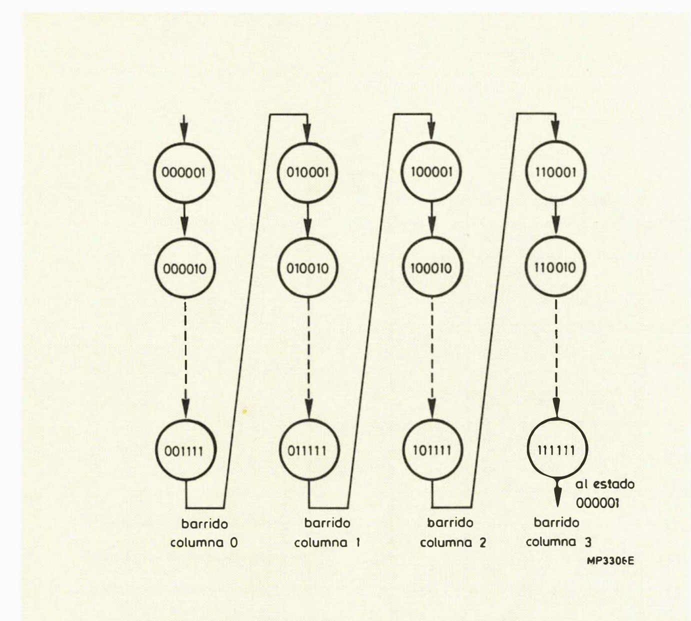



**Figura 6.- Diagrama de estado para la operación de exploración de tecla, tecla no pulsada.**

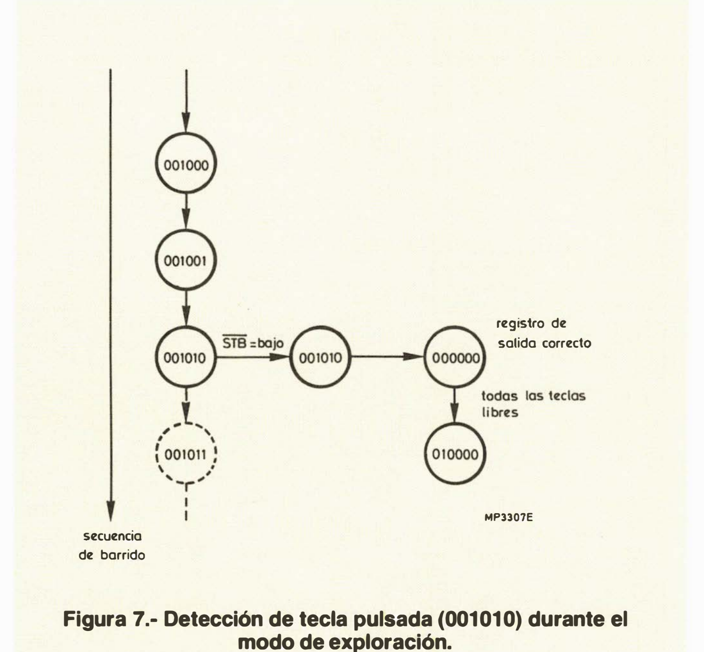



**Figura 7.- Detección de tecla pulsada (001010) durante el modo de exploración.**

Al pulsar una tecla, los contadores de fila y de columna son incrementados como se ha descrito antes hasta que se seleccione la columna correcta y el contador de fila alcanza el valor correspondiente a la tecla pulsada. En este punto, una de las lineas 9 a 23 es activa, lo que provoca que la salida Strobe (selección) pase a estado bajo. Los registros de estado y de salida permanecen inalterados. La salida Strobe, conectada a la entrada $I_o$, hace que el sistema entre en el modo de salida en el próximo impulso de reloj. La figura 7 muestra la interrupción de la secuencia de exploración cuando se detecta una tecla apretada.

## Selección de salida

Con la entrada $I_o$ (Strobe) en bajo, se produce una transición desde el último estado del contador al estado cero. En este estado, la salida $F_3$ está fijada en alto o bajo, de acuerdo con el último bit significativo del contador de fila.

En el próximo ciclo, la salida $F_7$ pasa a alto para completar el clico de salida. Con $F_7$ en estado cero, el sistema entra en el modo de supresión del rebote.

El código generado por cada tecla está determinado por la acción de contaje. Sin embargo, estos códigos son programables debido a que cualquier tecla puede ser localizada en cualquier estado del contador. Se puede encontrar el programa que une las teclas a los estados del contador en las lineas 9 a 23 del programa del FPLS.

## Supresión del rebote

Mientras la tecla está pulsada el sistema permanece en estado cero con los bits $F_o$ a $F_3$ fijados en estado bajo. Cuando la tecla es soltada, el sistema entra en la secuencia de supresión de rebote, lineas 27 a 47. La detección de cualquier tecla pulsada durante la secuencia de supresión del rebote hace que la secuencia comience de nuevo. Asegurando que no estén pulsadas otras teclas el sistema supera los problemas de que se detecten dos o más teclas a la vez: la primera que es explorada, cuando están apretadas dos o más, es la única detectada.

## ACOPLAMIENTO A UN MICROPROCESADOR

Un codificador de teclado puede ser conectado a un microprocesador tanto en modo de exploración como de interrupción. En el modo de exploración, el microprocesador interroga regularmente al codificador para ver si ha sido apretada una tecla, y si es así, lee el código de tecla. En el modo de interrupción el codificador genera una señal de interrupción para el microprocesador cuando se ha detectado una tecla pulsada. La señal de interrupción hace que el microprocesador ejecute una rutina de interrupción, la cual lee y procesa el código de tecla.

Añadiendo un registro de 8 bits, que se muestra en las lineas a trazos de la figura 4, se puede utilizar el codificador FPLS en cualquier modo con un microprocesador. El 8212 es un registro de acoplamiento especial que incorpora un registro temporal de petición de servicio, que está fijado por la entrada STB. Entonces, la salida INT está fijada en nivel bajo hasta que los registros temporales de datos sean leidos por el microprocesador.

## ESPECIFICACIONES DEL CODIFICADOR

| | |
|---|---|
| Máximo número de teclas | 60 |
| Códigos de tecla | programable |
| Máximo tiempo de barrido de teclado | 86 ms |
| Tiempo de supresión de rebote | 8,6 ms |
| Fuente de alimentación | 5,0 ± 0,25 V |
| | 600 mW tip. |

## TECLADO DE GRAN CAPACIDAD

El circuito de la figura 8 se puede utilizar para ampliar la capacidad del codificador hasta 120 teclas. Se utilizan dos FPLS de colector abierto (82S104) con el mismo programa como codificador de 60 teclas. Una red de puertas programable por el usuario (82S103) proporciona las interconexiones.

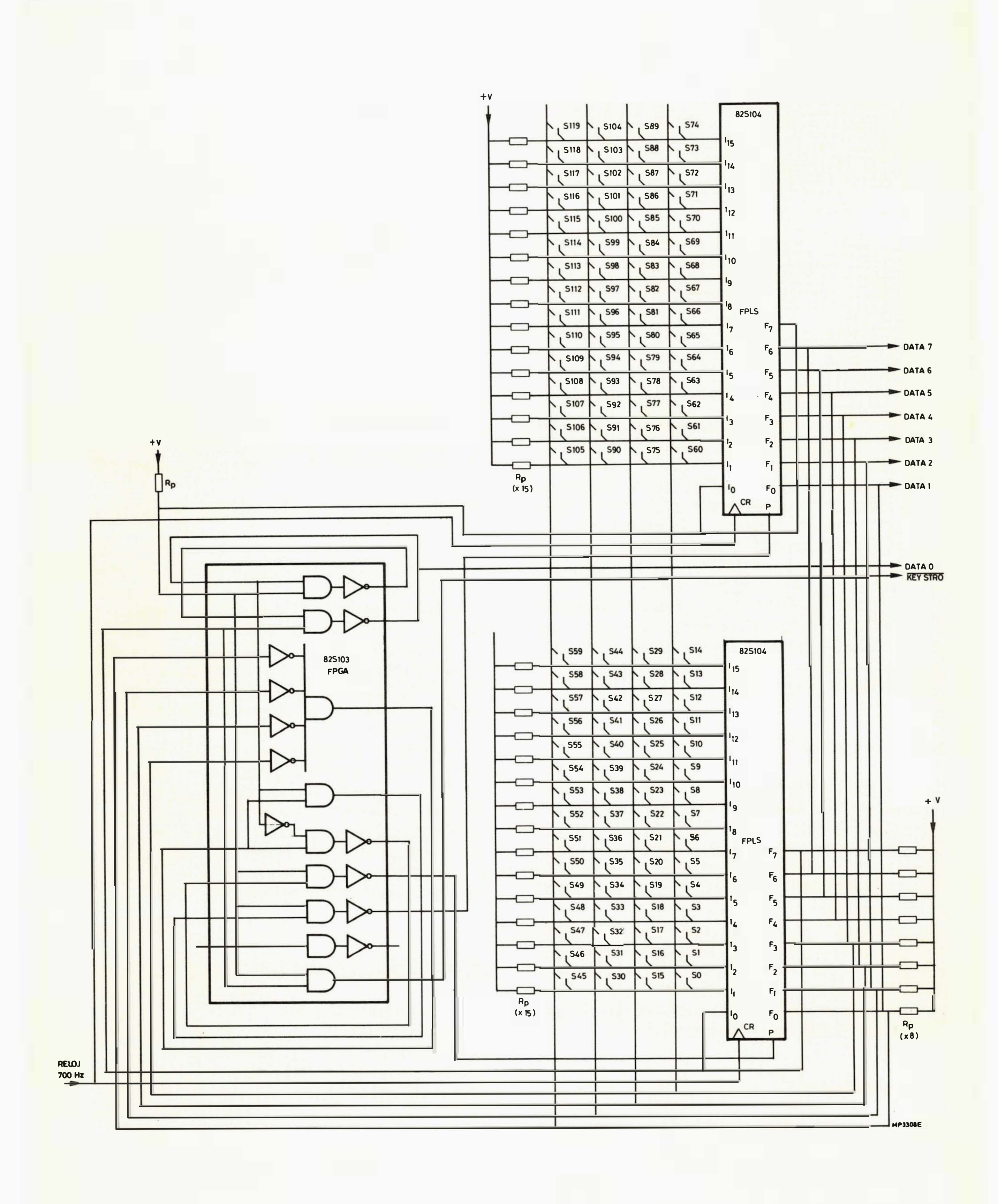



**Figura 8.- Codificador de teclado de 120 teclas.**

# Interpretación de los datos del GTO como ayuda al diseño de circuitos

**El conmutador bloqueable por puerta (GTO) combina las características más deseables del tiristor con las del transistor. Este artículo explica cómo utilizar los datos publicados del GTO para obtener las mejores prestaciones posibles del circuito.**

El conmutador bloqueable por puerta (GTO), que muestra la figura 1, es el semiconductor conmutador biestable de tres uniones que controla un flujo de corriente unidireccional. Como el tiristor, puede soportar una tensión directa de alto nivel cuando está bloqueado y mientras conduce puede permitir el paso de una corriente de pico directa mucho más elevada que la media característica. Sin embargo, como el transistor puede ser accionado y bloqueado a gran velocidad controlando la corriente que entra o sale de su puerta. El GTO, por lo tanto, combina las características más deseables del tiristor con las del transistor. Como sea que algunos de los términos y características de los datos que se publican del GTO no son familiares, puede parecer que el diseño de circuitos con el GTO es una tarea más difícil que el hacerlo con tiristores o transistores. Este artículo demuestra que si se observan unas pocas precauciones fundamentales, en la mayoría de los casos es más bien lo contrario.

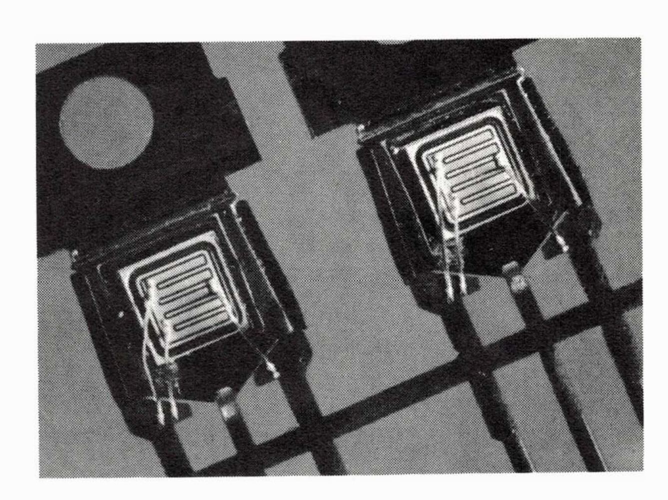


**Figura 1.– Construcción del GTO**

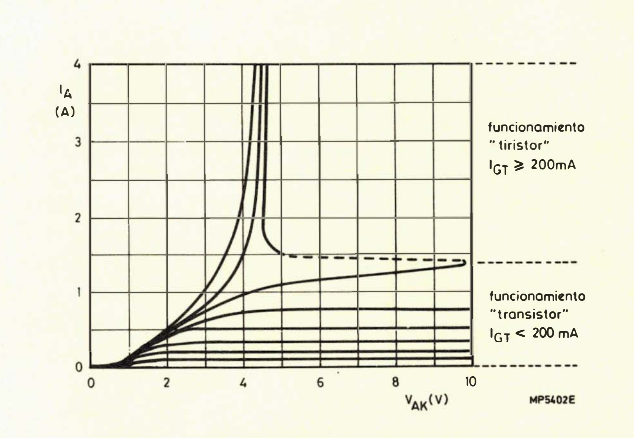



**Figura 2.– Corriente en estado de conducción en función de la tensión en conducción con la corriente de puerta como parámetro del GTO BTW58.**

## CARACTERÍSTICAS DIRECTAS DEL GTO

En la figura 2 se insiste en la analogía entre el GTO con el tiristor/transistor mostrando que, cuando la corriente de ánodo es inferior a la corriente de mantenimiento $I_L$, el GTO se comporta como un transistor de alta tensión con un factor de amplificación en corriente ánodo-puerta $I_A/I_G$ que aumenta con el aumento de la corriente ánodo, como muestra la figura 3. Si la corriente de puerta es inferior a la necesaria para el cebado ($I_{GT}$), el GTO está bloqueado fluyendo entre ánodo y cátodo una corriente de pérdidas baja. Si la corriente de puerta es más grande, o igual a $I_{GT}$, el GTO

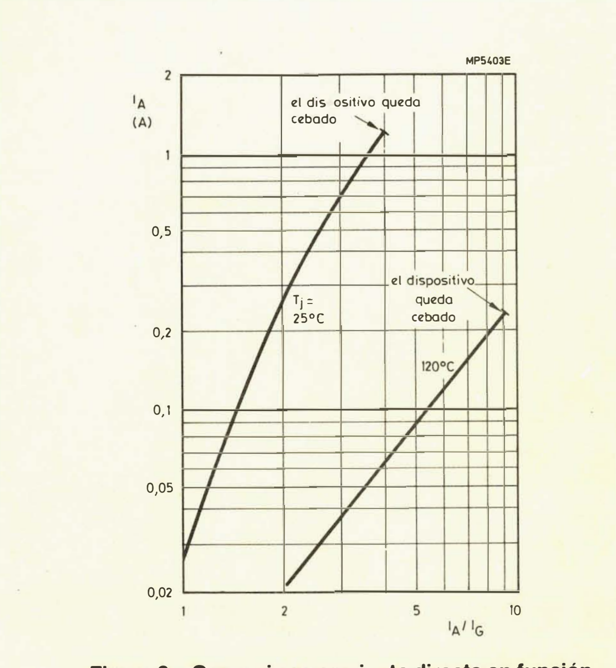



**Figura 3.– Ganancia en corriente directa en función de la corriente de ánodo del GTO BTW58.**

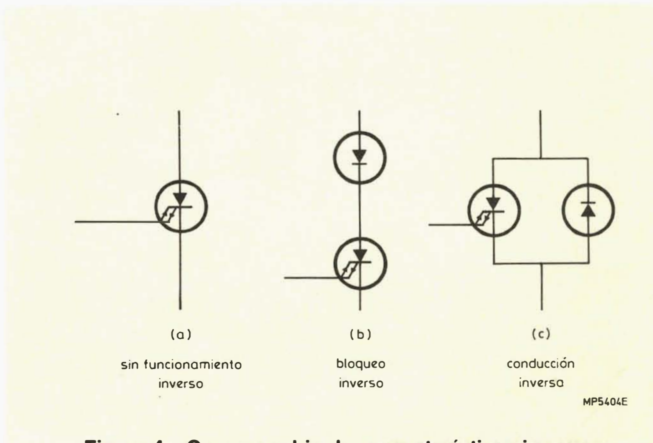



**Figura 4.– Como cambiar las características inversas de un GTO con diodos adicionales.**

conduce con una pequeña caída de tensión entre ánodo y cátodo. Sin embargo, mientras la corriente de ánodo permanezca por debajo del nivel de mantenimiento, el GTO puede volver al estado de bloqueo si la corriente de puerta cae por debajo de $I_{GT}$. Por el contrario si la corriente de ánodo es mayor que el nivel de mantenimiento, el GTO como tiristor, permanecerá en estado de conducción, incluso aunque cese el flujo de corriente de puerta. No obstante, al contrario que el tiristor, el GTO puede ser bloqueado de nuevo invirtiendo la polaridad de la tensión de excitación de la puerta.

## CARACTERÍSTICAS INVERSAS DEL GTO

La característica inversa del GTO es equivalente a una resistencia que no es capaz de bloquear la tensión ni de conducir una corriente sustancial. Esto no representa ningún problema cuando se trata de conmutar corriente continua. Si es necesario bloquear la tensión inversa, como en la conmutación de corriente alterna, se debe conectar un diodo en serie con el GTO como muestra la figura 4. Si por el contrario se debe permitir el paso de la corriente inversa, debe conectarse un diodo en anti-paralelo con el GTO. Diodos adecuados para ello están disponibles.

Por ejemplo, el diodo BYW19 es adecuado para ser utilizado con el GTO tipo BTW58

## COMPORTAMIENTO DURANTE EL PASO A CONDUCCIÓN

### Precauciones a tomar con excitación por impulso o descarga de condensador

Durante el paso a conducción, debe tenerse cuidado en asegurar que circule la adecuada corriente de puerta siempre que la corriente de ánodo sea inferior a la de mantenimiento. Por ejemplo, la figura 5 muestra que si el cebado se obtiene por la descarga de un condensador sobre la puerta del GTO con una carga inductiva, una constante de tiempo demasiado breve puede provocar el que la corriente de puerta caiga por debajo de $I_{GT}$ antes de que haya transcurrido suficiente tiempo como para que la corriente de ánodo haya alcanzado el nivel de mantenimiento. Esto puede provocar que el cebado no sea seguro. Un cebado no seguro puede también producirse con algunos tipos de carga con las cuales la corriente de ánodo varía considerablemente tanto durante el cebado como durante el funcionamiento. También se ha observado que si la carga de ánodo es solamente ligeramente superior al nivel de mantenimiento, un impulso de puerta de rápido descenso puede hacer que el GTO no quede cebado tal como muestra la figura 6. Por lo tanto, el tiempo de bajada de excitación por impulso debe ser prolongado.

La desventaja que representa el tener en cuenta las precauciones citadas durante el paso a conducción es ampliamente superada por la sensibilidad de disparo del GTO ($I_{GT}$min = 200 mA para el BTW58).

### Como minimizar las pérdidas de conmutación

El minimizar las pérdidas durante una conmutación rápida es esencial para minimizar el tiempo de cebado del GTO. Como muestra la figura 7, las dos componentes del tiempo de paso a conducción (el tiempo de retraso $t_d$ y el tiempo de subida) se reducen aumentando la corriente directa de puerta. La forma de onda inicial de la corriente excitadora de puerta, como muestra la figura 8, alcanza, por lo tanto, rapidamente un valor mucho más elevado que el mínimo necesario para asegurar el cebado seguro ($I_{GT}$), y no baja a $I_{GT}$ hasta que la corriente de ánodo se ha estabilizado a un valor mucho más elevado que el del nivel de mantenimiento ($I_L$). En los tiristores convencionales, un rápido aumento de la corriente de ánodo puede provocar una fuerte disipación localizada en el cristal durante el paso a conducción. La construcción interlineada de la puerta del GTO, (Fig. 1), aumenta su capacidad para soportar la fatiga producida por un paso a bloqueo rápido.

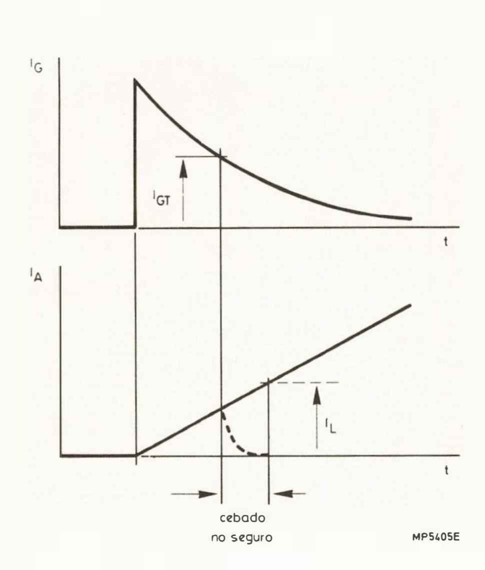



Figura 5.– Para asegurar un buen cebado, la corriente de ánodo debe superar el nivel de mantenimiento antes de que la corriente de puente descienda por debajo del mínimo necesario para asegurar el cebado.

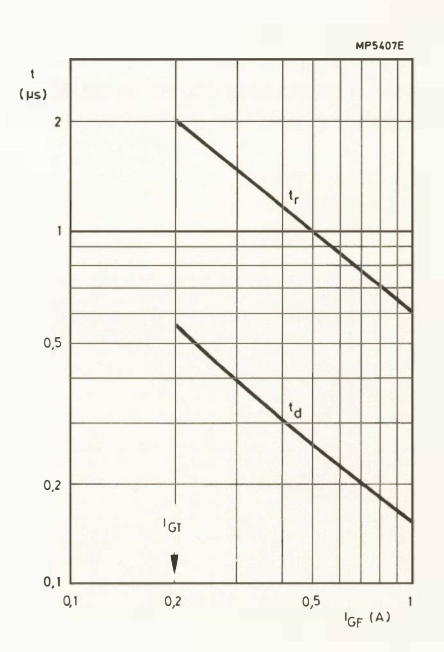



Figura 7.– Componentes del tiempo de paso a conducción en función de la corriente directa de puerta.

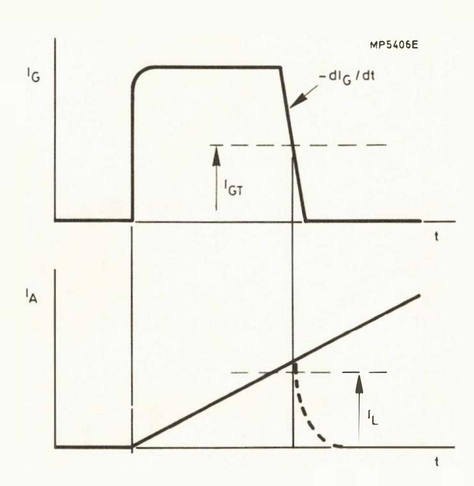



Figura 6.– Puede ocurrir que el dispositivo no se cebe si la corriente anódica es solamente ligéramente superior al nivel de mantenimiento durante una rápida transición positiva o negativa de la corriente de la puerta.

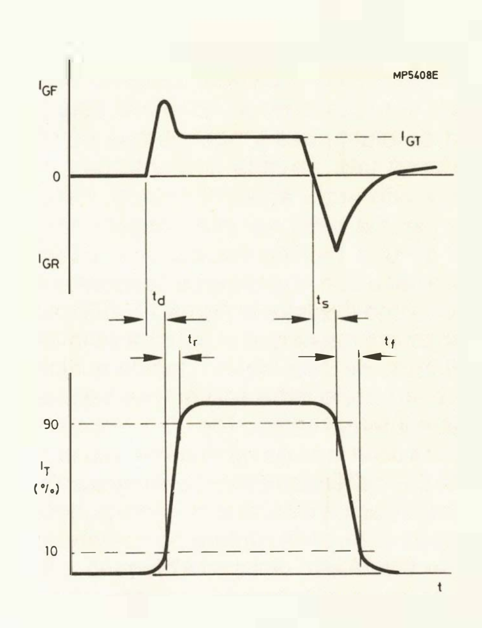



Figura 8.– Formas de onda ideales de paso a conducción y a bloqueo en un GTO.

## Ventajas de la excitación de puerta con c.c.

Como el transistor, el GTO puede ser cebado aplicándole una corriente de puerta mayor que $I_{GT}$, como muestra la figura 9; este modo de funcionamiento tiene la ventaja adicional de reducir la caída de tensión en el GTO mientras está conduciendo, incluso si la corriente de ánodo es mucho más elevada que el nivel de matenimiento.

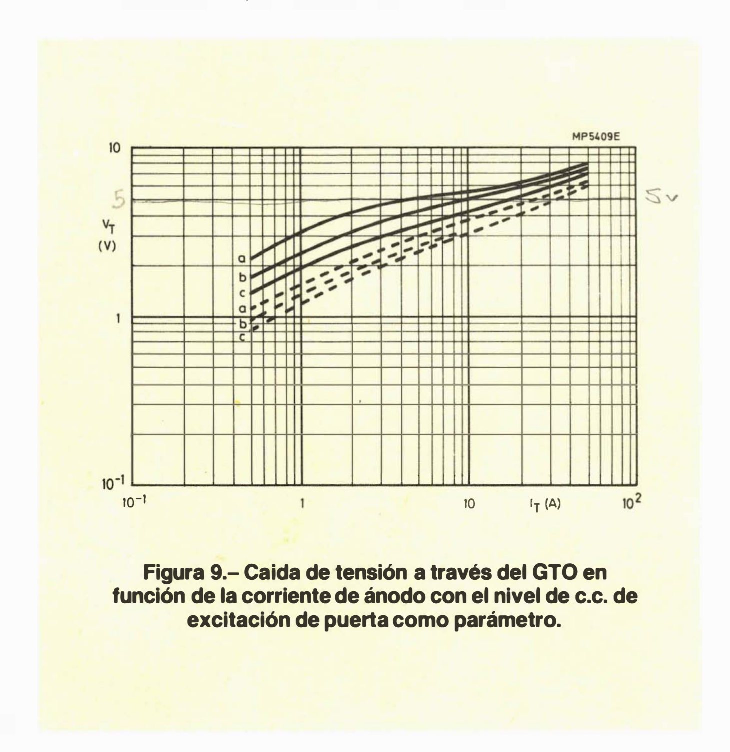
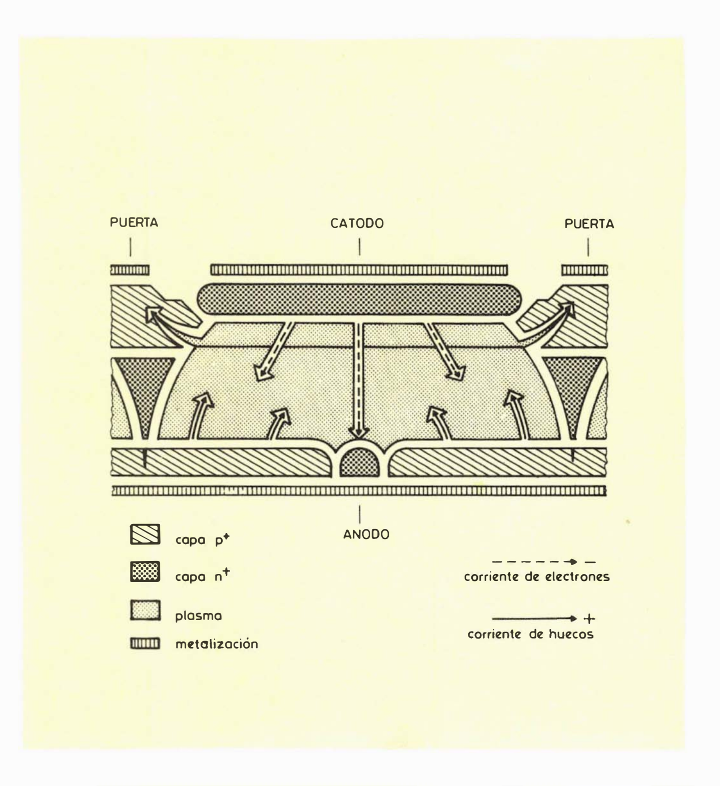


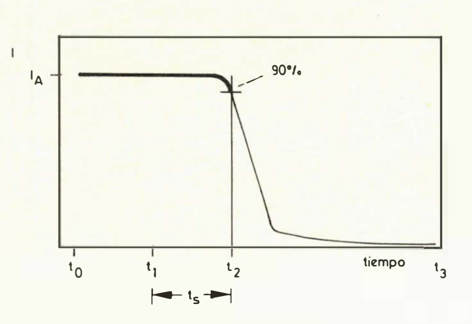

**Figura 9.– Caida de tensión a través del GTO en función de la corriente de ánodo con el nivel de c.c. de excitación de puerta como parámetro.**

## COMPORTAMIENTO DURANTE EL PASO A BLOQUEO.

Para comprender el proceso de bloqueo, es útil poseer algún conocimiento de la conducción a través del cristal del GTO. La figura 10 muestra una sección del cristal mientras conduce entre ánodo y cátodo. Durante este estado de conducción, la región central del cristal está ocupada por un plasma de electrones y huecos que permmite que el GTO conduzca una elevada corriente con una pequeña caída de tensión entre ánodo y cátodo. Para bloquear el GTO, este plasma debe ser interrumpido por medio de la aplicación de una tensión negativa de polarización a la puerta. Esto hace que el plasma se concentre en un reducido espacio, como muestra la figura 11. El periodo de tiempo que transcurre hasta que el plasma se interrumpe es la parte del tiempo de desbloqueo debido al almacenamiento; para que sea corto debe aplicarse entre puerta y cátodo un razonable intenso campo (de –5 a –10 V). La región de la puerta está diseñada de tal manera que puede soportar cortos periodos de funcionamiento en avalancha por rotura inversa. La aplicación de una tensión de polarización inversa que exceda el nivel de ruptura no contribuye sin embargo a reforzar el proceso de paso a bloqueo. La relación entre la tensión inversa de puerta aplicada y las dos componentes del tiempo de retraso del paso a bloqueo se muestran en la figura 12.

Cuando se interrumpe el resto de plasma que muestra la figura 11, baja la corriente de ánodo y sube la tensión con una pendiente que depende de la carga.



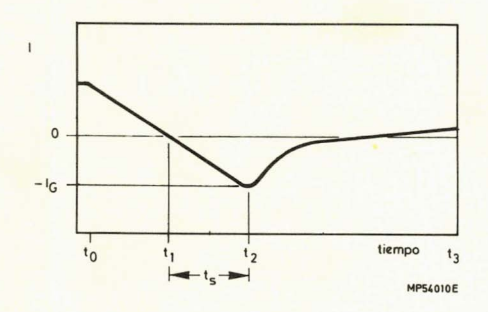
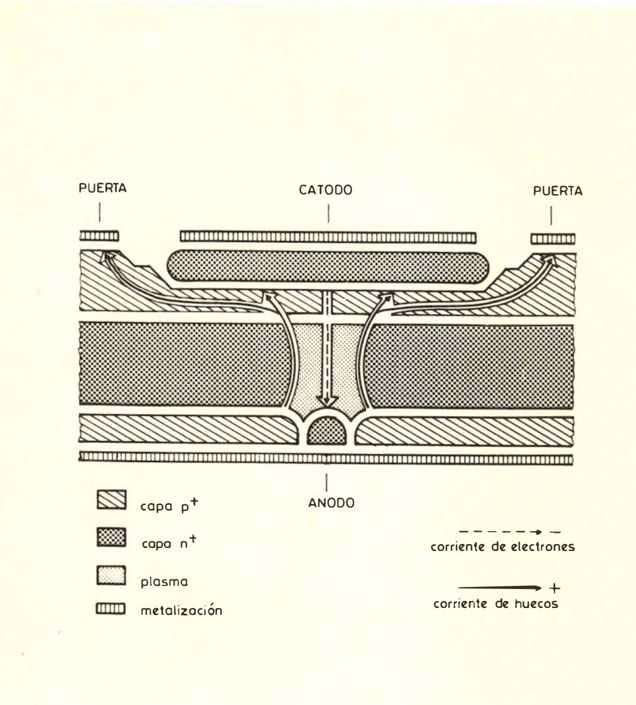
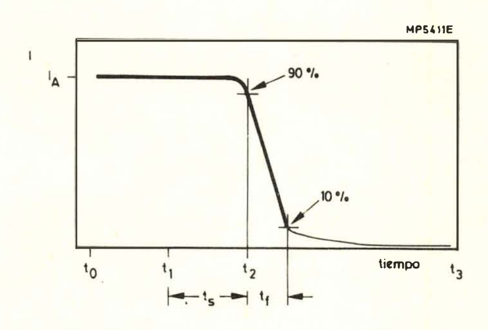




**Figura 10.– Sección del cristal de un GTO durante el inicio del paso a bloqueo (tiempo de almacenamiento ts) cuando comienza la extracción de corriente de puerta.**



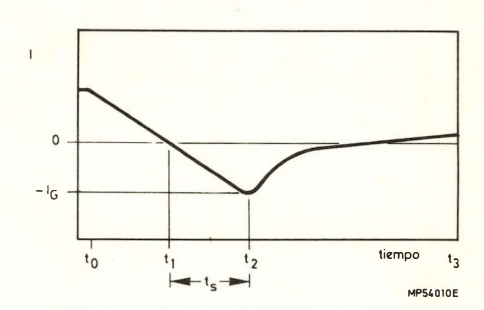




**Figura 11.- Sección del cristal de un GTO durante la siguiente fase del paso a bloqueo que es todo el tiempo $t_f$, durante el cual la conducción se concentra en un espacio reducido que finalmente se interrumpe.**

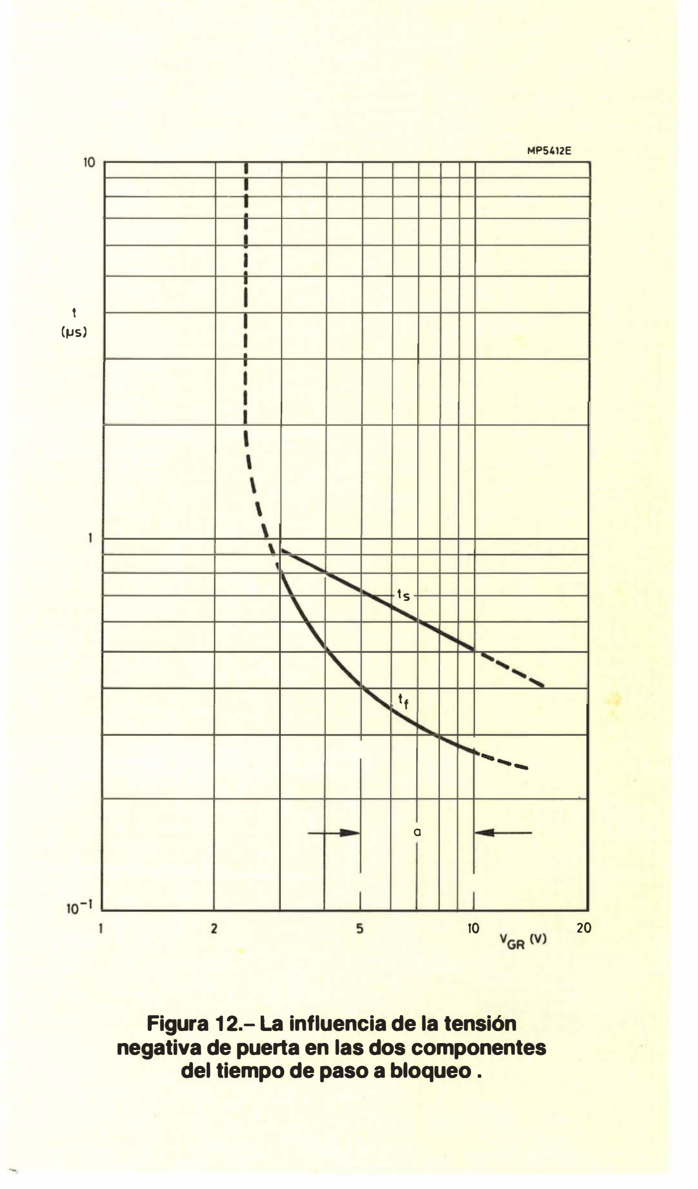



**Figura 12.- La influencia de la tensión negativa de puerta en las dos componentes del tiempo de paso a bloqueo .**

El tiempo de bajada de la corriente de ánodo depende de la corriente extraida de la puerta, como muestra la figura 13. Por ejemplo, si una corriente de ánodo de 5 A es interrumpida extrayendo de la puerta una corriente de 1 A, los tiempos de almacenamiento y bajada pueden ser tan elevados como 2,5 y 2 s respectivamente. Por el contrario, si se extraen de la puerta 5 A, los tiempos se reducen a 0,5 y 0,25 s respectivamente. La capacidad para soportar un nivel de corriente inversa de pico de la puerta, que es necesario para asegurar un paso a bloqueo rápido, se consigue utilizando una estructura anódica pequeña y una región de base de baja impedancia junto al cátodo. Estas características son posibles gracias a un cuidadoso control de la difusión. La formación de puntos calientes durante el paso a bloqueo se evita utilizando un cátodo en forma de finas y largas tiras (construcción interlineada). Tal como muestra la figura 14, el estado final del proceso de bloqueo consiste en una pequeña parte de corriente anódica debida a la carga atrapada en las regiones más alejadas del cristal.

Se utiliza el dopado con oro para asegurar que esta carga se cambie rapidamente de forma y que no tenga apreciable influencia en la disipación durante el paso a bloqueo.

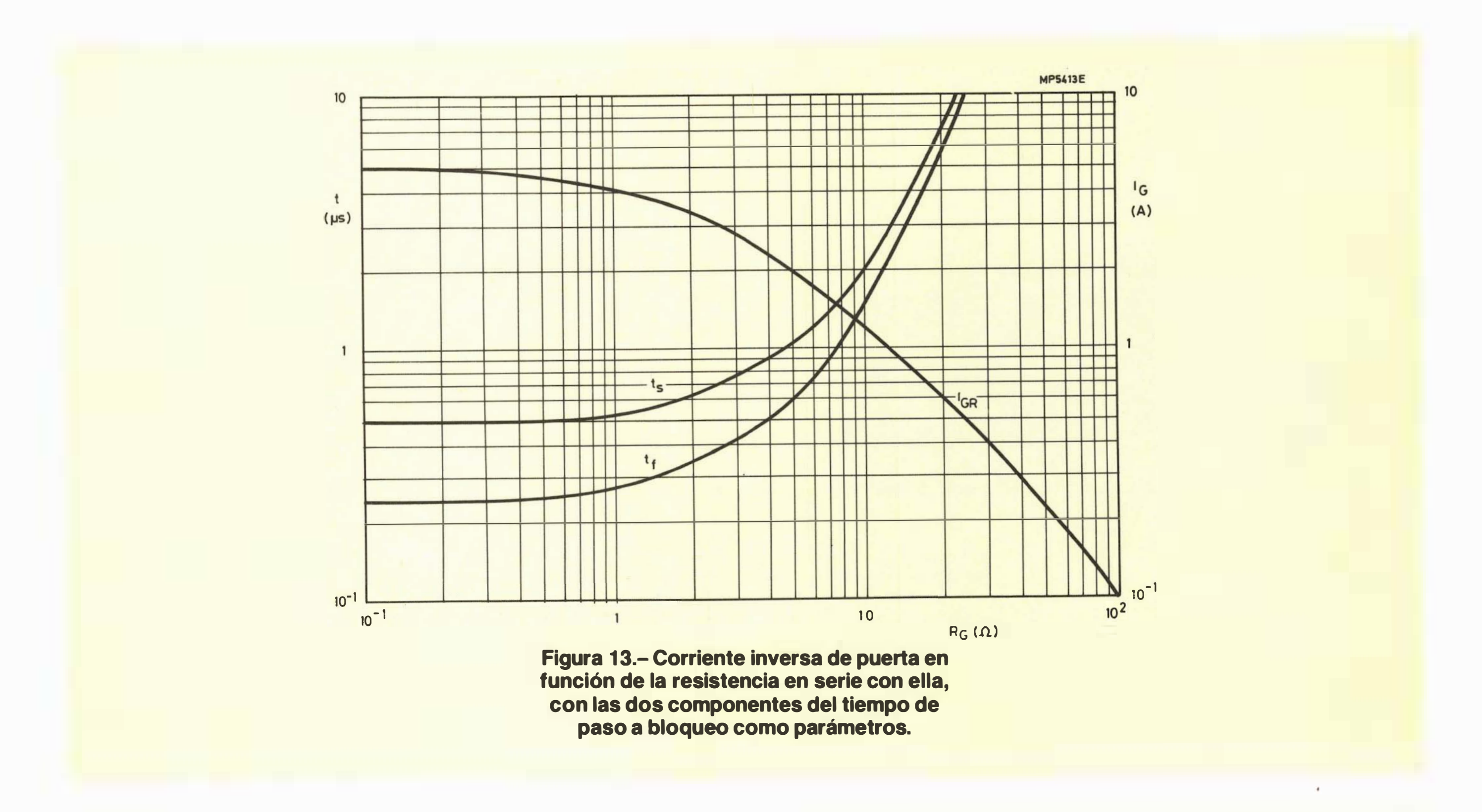
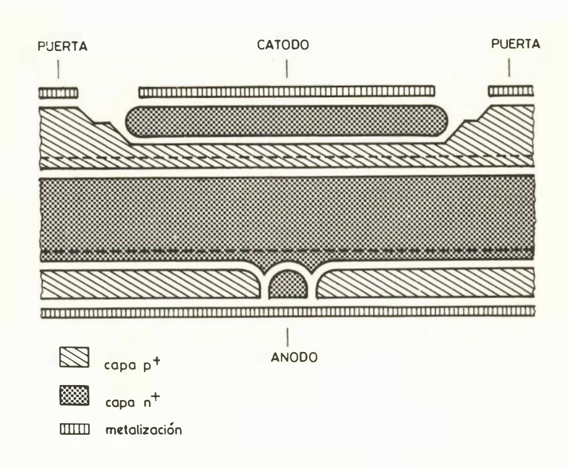
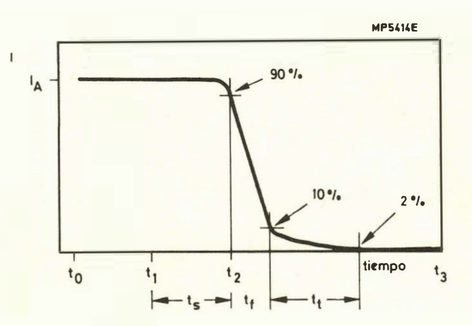



**Figura 13.- Corriente inversa de puerta en función de la resistencia en serie con ella, con las dos componentes del tiempo de paso a bloqueo como parámetros.**



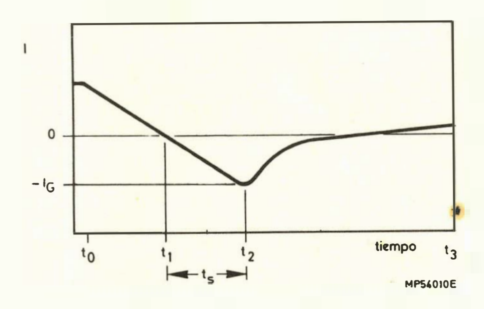




**Figura 14.- Sección del cristal de un GTO durante la fase final del paso a bloqueo (tiempo residual) durante el cual se forma una zona de empobrecimiento y la recombinan las cargas en las zonas más alejadas de la base n.**

## CORRIENTE MÁXIMA DE ÁNODO CONTROLABLE

Aunque el cristal del GTO es más bien pequeño, es capaz de conducir y conmutar corrientes muy por encima de sus características medias de ánodo.

Por ejemplo, el tipo BTW58 de 6,5 A puede conmutar impulsos de corriente de ánodo de 25 A, con la única condición de que la pendiente de subida de la tensión entre ánodo y cátodo sea limitada con carga inductiva tal como muestra la figura 15. Cuanto más alta es la corriente que debe ser conmutada, más bajo es el dV/dt aceptable. La figura 15 muestra que, tal como se podia esperar, para determinado dV/dt , el nivel de la corriente que puede ser conmutado aumenta con el aumento de la polarización negativa aplicada a la puerta.

En las aplicaciones para las que la figura 15 indica que es necesaria una pendiente de subida lenta, se puede utili-

zar uno de los dos circuitos que muestra la figura 16. El circuito de la figura 16a es adecuado para ser utilizado en los circuitos con un solo GTO controlando corrientes de carga de hasta 25 A. El circuito de la figura 16b es para circuitos puente con GTO para controlar corrientes de carga de hasta 6 A.

## AREA DE FUNCIONAMIENTO DE SEGURIDAD (SOAR)

Como el GTO es un connmutador con dos estados estables, no puede quedar medio saturado durante el paso a conducción o a bloqueo. No existe por lo tanto limitación alguna del SOAR cuando el GTO es polarizado directamente.

El SOAR para polarización inversa del GTO es un simple rectángulo como muestra la figura 17.

## CIRCUITOS EXCITADORES PARA EL GTO

En "Revista Miniwatt" Vol. 21 nº 5 se describirán varios sistemas para obtener la excitación de puerta para el GTO.

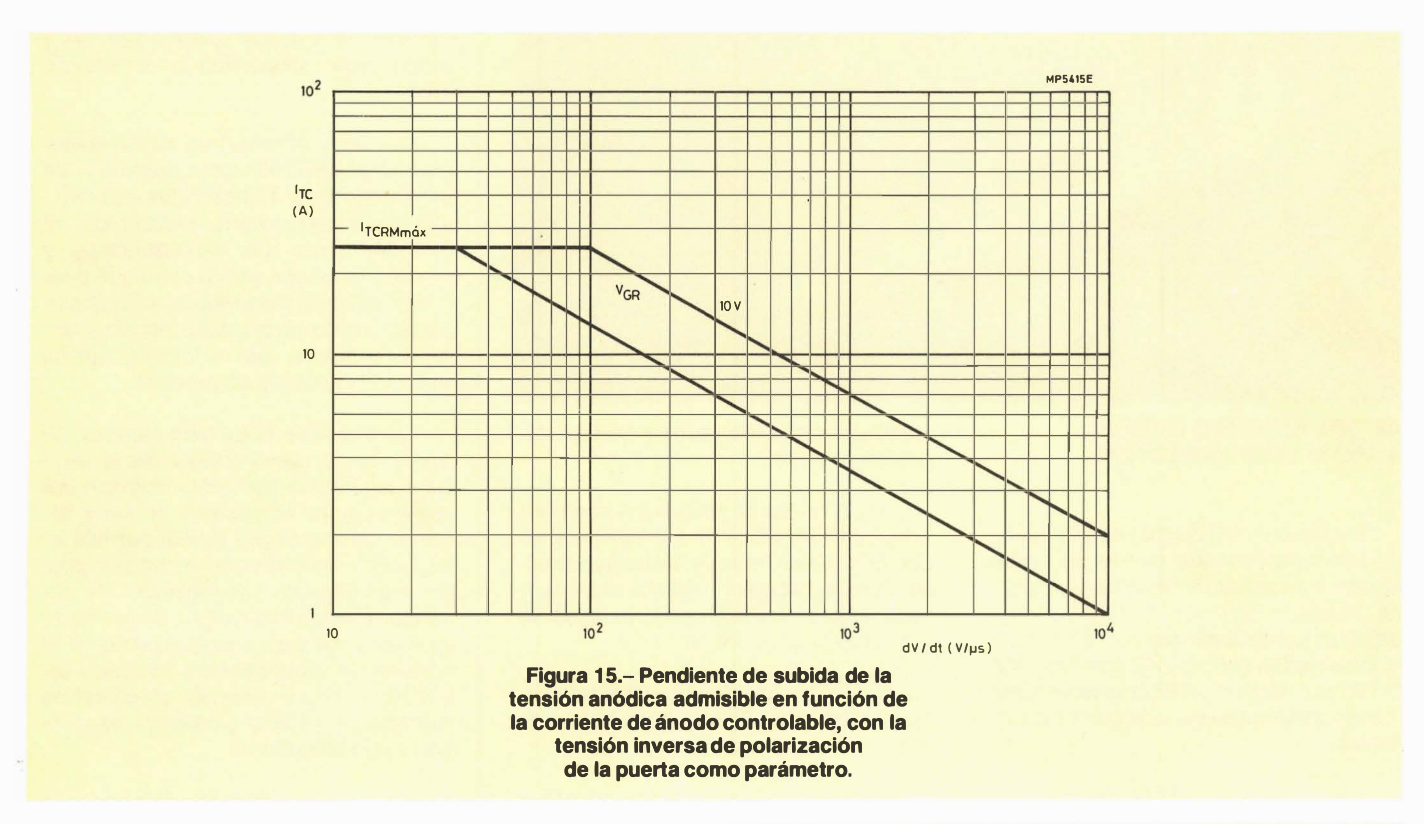



**Figura 15.– Pendiente de subida de la tensión anódica admisible en función de la corriente de ánodo controlable, con la tensión inversa de polarización de la puerta como parámetro.**

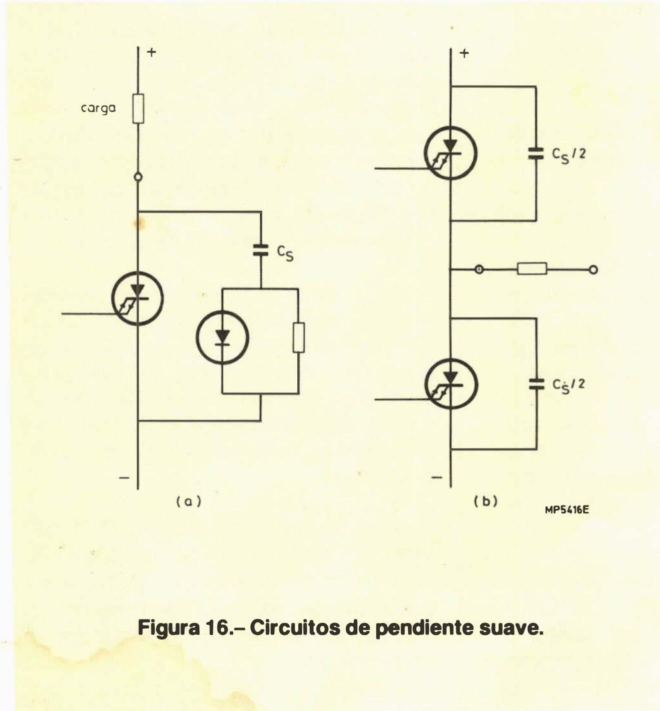



**Figura 16.– Circuitos de pendiente suave.**

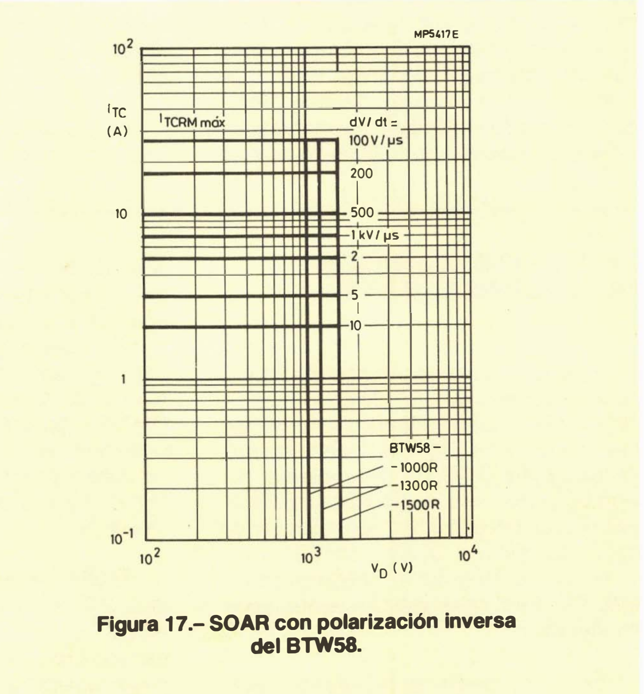
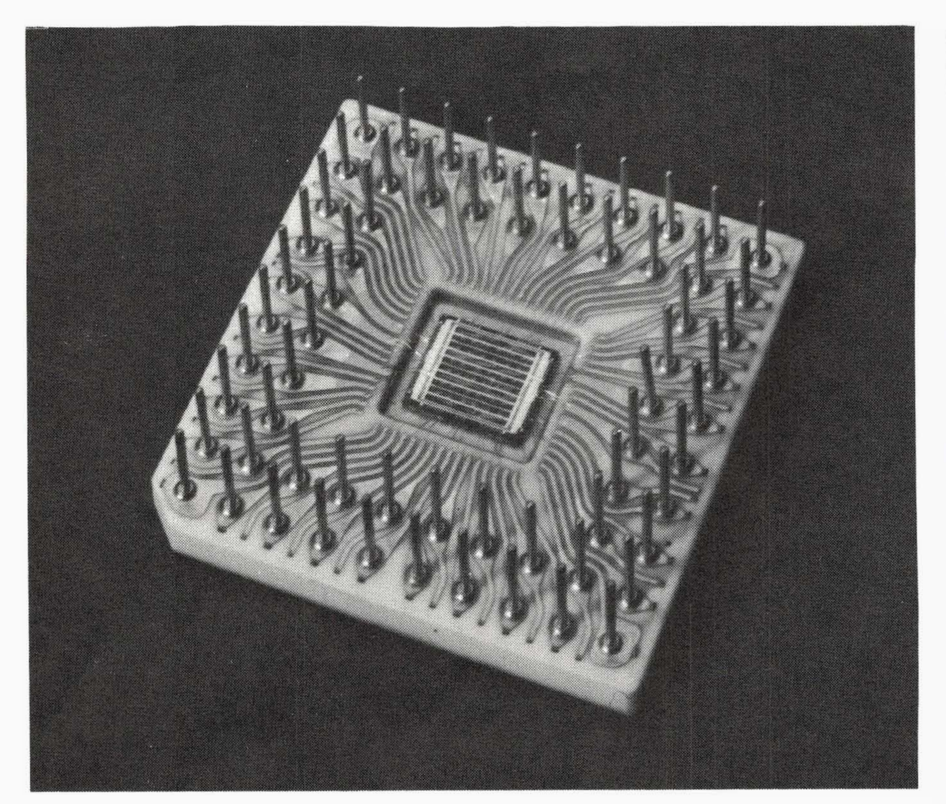



**Figura 17.– SOAR con polarización inversa del BTW58.**



## ACOPLAMIENTO DIGITAL A 450 M BITS / SEGUNDO

El circuito HXA230-101 es una matriz de interconexión que puede aumentar mucho la velocidad de acoplamiento entre sistemas digitales. El HXA230-101 utiliza un procesador que puede transmitir información con una velocidad de 450 M bits por segundo (NRZ) para eliminar el atascamiento de los acoplamientos digitales.

Se puede utilizar esta matriz siempre que se tenga que acoplar cualquier sistema digital. Entre sus aplicaciones más importantes podemos destacar: transmisión de datos y multiproceso EDP, instrumentos tales como aparatos de medida y analizadores lógicos, telecomunicaciones, unidades automáticas de central telefónica de banda ancha y circuitos digitales de video.

Las 16 líneas de entrada y 8 líneas de salida del HXA230-101 son compatibles con ECL. Cada línea de salida puede conectarse a cualquier línea de entrada, y cada línea de entrada puede conectarse a varias líneas de salida.

Se pueden conectar simultáneamente un máximo de 8 entradas a las 8 salidas.

Se puede utilizar más de una matriz HXA230-101 para construir redes con 16xn líneas dentro de 8 x n líneas mediante dos entradas de selección de dos bloques.

El HXA230-101 está encapsulado en una cápsula FO-75 de 64 patillas.

## CIRCUITOS INTEGRADOS PARA TERMINAL DE TRC

Todos los circuitos necesarios para un terminal de TRC basado en microprocesador están contenidos en la nueva familia de circuitos Signetics con números de tipo 2670 a 2673. En una implementación típica, los cuatro circuitos se combinan con un circuito integrado microordenador (tal como el SC8049/MAB8049) y con circuitos integrados memoria y de lógica TTL para conseguir un controlador en una placa.

El 2670 es un Generador Gráfico y de Caracteres Visualizados (DCGG, Display Character and Graphics Generator); genera 128 caracteres alfanuméricos y 256 caracteres gráficos con gráficos de linea delgada opcionales para tablas, figuras, etc. El controlador programable de Comunicaciones y Teclado (PKCC, programable Keyboard and Communications Controller) proporciona control programable del acoplamiento de teclado y del controlador de comunicaciones.

El 2672 es un Controlador Programable del Tiempo de Video (PVTC; Programable Video Time Controller) que proporciona control programable de la compleja secuencia necesaria para la trama y la visualización.

## GENERADORES DTMF PARA DISCADO TELEFÓNICO

Los circuitos TEA1021, TEA1043 y TEA1044 generan los tonos recomendados por la CCITT para el discado telefónico multi-frecuencia de doble tono (DTMF, Dual Tone Multi-Frecuency). Estos circuitos integrados se ofrecen junto al TDA1077 existente, que es el generador básico de nuestra gama. Son similares al TDA1077, pero pueden trabajar con corrientes desde 10 mA a 120 mA, y tienen menor dispersión en el nivel de salida.

Se puede conectar un condensador externo al TEA1021 para supresión de interferencias; el TDA1043 tiene posibilidad de silenciamiento electrónico. El TDA1044 tiene dos características, y también tiene una patilla extra que puede ser utilizada para reducir la impedancia del circuito sin que aumente el consumo de corriente, que es lo que ocurriría con una resistencia en paralelo.

Las frecuencias de tono para los circuitos integrados se obtienen de un oscilador controlado por cristal seguido por divisores y un sintetizador de onda senoidal. La tecnología bipolar permite integrar en el mismo chip funciones digitales y analógicas. Un regulador de corriente / tensión interno y un amplificador de salida reducen substancialmente el número de componentes externos requerido -sólo se necesita un cristal de cuarzo de 4,78 MHz y algunas resistencias y condensadores.

Los circuitos integrados funcionan a partir de una baja tensión de alimentación de las líneas telefónicas para hacer que el circuito trabaje con baja corriente (líneas largas). Estos circuitos también tienen nivel de salida ajustable, compensación de temperatura, nivel de salida independiente de la corriente de línea, etapa de salida completa, protección de patillas frente a cargas estáticas y dos desplazamientos sucesivos de la tecla.

Un conmutador interno de silenciamiento electrónico permite que los circuitos TEA1043 y TEA1044 se utilicen con un teclado con un único contacto para cada dígito discado. Con el TEA1021 se puede obtener silenciamiento mediante un contacto de silenciamiento común en el teclado.

Los circuitos TEA1021 y TEA1043 están encapsulados en cápsulas de plástico de 16 terminales o en cápsulas cerámicas DIL; el TEA1044 tiene un encapsulado plástico de 18 terminales o cerámico DIL.

## FOTOMULTIPLICADORES RAPIDOS DE 2" CON PRIMER DINODO DE ALTA GANANCIA




Para ser utilizados en experimentos físicos de alta energia, los nuevso fotomultiplicadores de 2" XP2262 y XP2262B, manejan impulsos rápidos procedentes de centelleadores de plástico con excelente secuencia. Estos tubos tienen un primer dínodo de alta ganancia que proporciona una buena resolución espectral de un único electrón. Se puede mantener al mínimo el ruido multiplicador de cada tubo en un experimento, ajustando la ganancia del tubo, y/o fijando el umbral en su valor óptimo.

La relación pico-valle (el valor de pico de un único electrón dividido por el valor mínimo a la izquierda del pico) de un espectro de un único electrón es típicamente igual a 3, y la resolución de pico del electrón es típicamente del 70 %. Los tubos tienen un multiplicador de CuBe de 12 etapas, localizado linealmente, que proporciona una ganancia de 3 x $10^7$ a 1850 V. También mantiene la linealidad del impulso de anodo hasta 250 mA para 2000 V con el fin de proporcionar un gran margen dinámico cuando se utiliza en análisis de amplitud de impulsos.

La respuesta de impulsos es muy rápida, con un tiempo de subida del impulso de ánodo de 2,0 ns y una anchura de 3,0 ns para un impulso de luz en delta en el cátodo. Los tubos tienen un fotocátodo bialcalino de elevada sensibilidad con un diámetro de 44 mm.

El XP2262 tiene una base totalmente de vidrio de 19 patillas, y el XP2262B tiene una base de plástico de 20 patillas. Son intercambiables con los tubos XP2232 y XP2232B que reemplazan. El XP2262B también es compatible con los XP2020 y XP2230B, y pueden ser utilizados en zócalos cableados para los tubos de la familia 56AVP.

---

## LOS SUCESORES DE LOS "SUPER-LEDS" SON CINCO VECES MAS EFICIENTES

Los Leds rojos CQX24, CQW24 y CQW54 tienen un amplio margen de trabajo y una eficiencia unas cinco veces la de los "super-LEDS" convencionales.

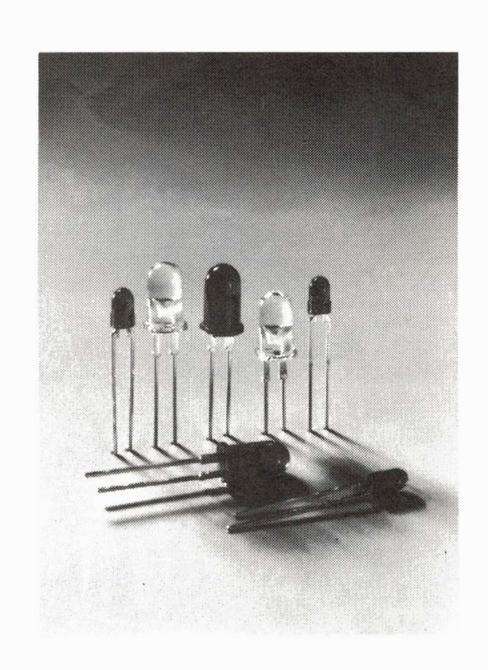
Con una corriente de 50 mA, estos nuevos LEDs pueden producir 1/2 candela para reemplazar las fuentes de luz convencionales en la iluminación de discos de marcado y en conmutadores de alarma. Si se excita con 10 mA, pueden encenderse suficientemente como para ser utilizados en conmutadores de panel, iluminado por ejemplo para indicación normal.

Estos LEDs también se encienden efectivamente por debajo de corrientes de 2 mA, y por lo tanto pueden ser excitados por microprocesador sin acoplamiento.

Su baja corriente de funcionamiento los hace adecuados para equipos portátiles y auto-radios donde hay que mantener baja la disipación de calor debido al tamaño pequeño del mueble.

Estos LEDs están fabricados con arseniuro de galo-aluminio, utilizando el proceso epitaxial de fase líquida. Este proceso proporciona buena linealidad sobre un amplio margen de corrientes y hace a estos LEDs especialmente adecuados para funcionamiento a impulsos.

El CQX24 es un dispositivo transparente de estrecho ángulo y de intensidad muy elevada, que tiene una salida de luz de 100 mcd a 10 mA; el CQW24 es un dispositivo difuso de amplio ángulo con una salida de 15 mcd a 10 mA. Estos dos LEDs están encapsulados en cápsulas estándar de 5 mm. El CQW54 es un dispositivo difuso de amplio ángulo que tiene una salida de 15 mcd a 10 mA y está encapsulado en una cápsula de 3 mm.



# NUEVO CABLE PLANO MINIWATT

MINIWATT, S.A. presenta su gama de CABLE PLANO de 10, 14, 16, 20, 26, 34, 40, 50 y 60 contactos y la serie F 303 de conectores para cable plano. Ambos bajo la norma IEC 68.

Los conectores disponen de un cuerpo de color gris, fabricado con fibra de vidrio y poliester termoplástico, autoextinguible al fuego. Los conectores macho pueden disponer de terminales rectos, o con un ángulo de 90º; dispuestos tanto para soldar, como para arrollar el hilo (wire wrap), y efectuar su conexión. Asimismo, disponen de flejes de contacto con un acabado de forma tal que facilite su perfecta unión con la cinta del cable.

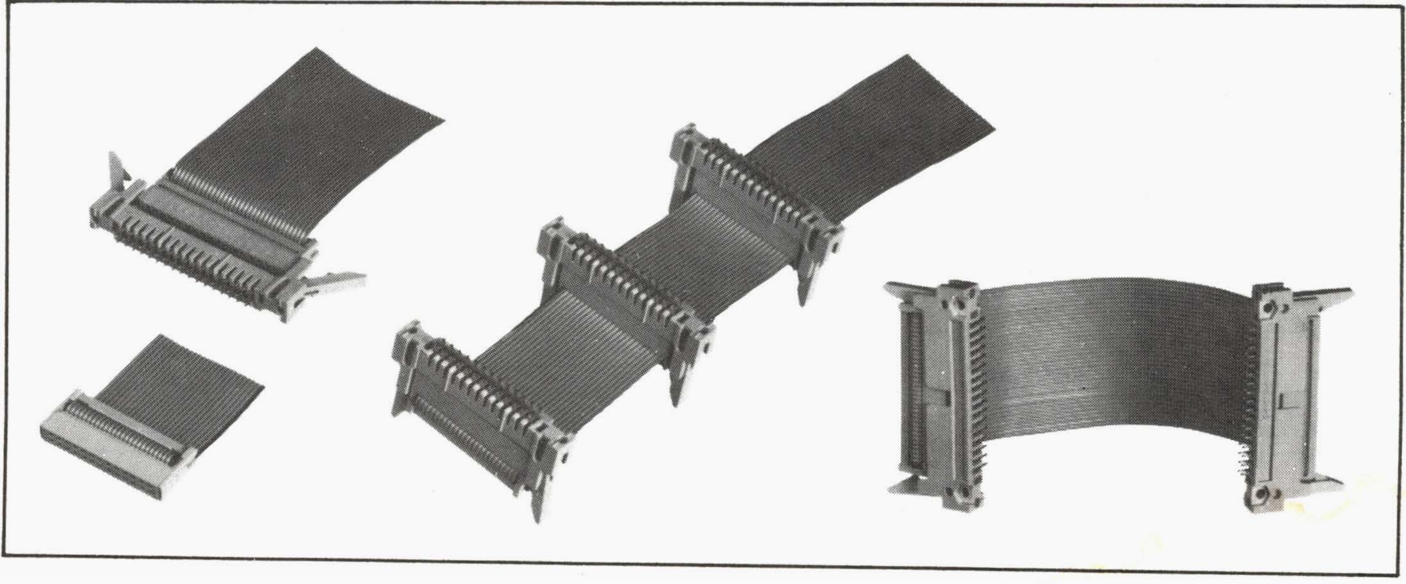
Una vez colocado el cable plano en el conector hembra, el bloque que contiene los flejes de contacto y un bloque llamado de presión quedan fuertemente unidos y fijos mediante dos lengüetas de retención. Los contactos del cable plano con el conector se pueden comprobar eléctricamente por los agujeros situados en la parte superior del bloque de presión.

Los flejes de contacto son de cobre y berilio. Los terminales son de bronce sobre los que se ha añadido una capa de niquel, siendo de oro las superficies de contacto que lo recubren.

El cable plano de contactos monohilo (rígido) o multihilo (flexible) se suministra en bobinas de 50 metros.

Además hay disponible toda una gama de accesorios:

- Fijador/expulsor, para asegurar una conexión perfecta que a su vez se utiliza para facilitar la desconexión.
- Puente de sujección, para evitar posibles desplazamientos del cable plano.
- Sistema de codificación interno, para asegurar un correcto posicionado.
- Herramientas adecuadas para la colocación del cable plano en los conectores.

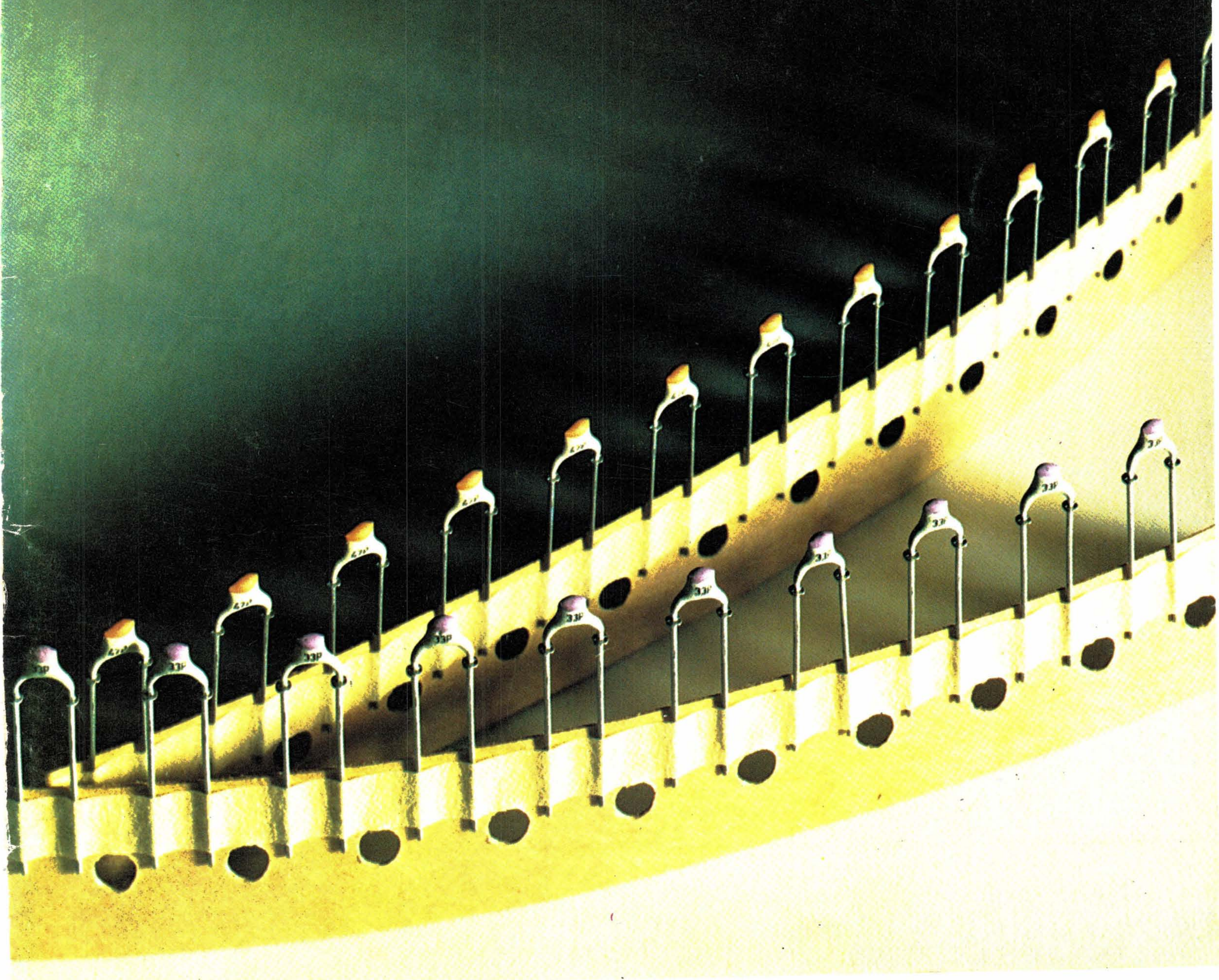



Miniwatt
Miniwatt
Miniwatt
LA MAS COMPLETA GAMA
ALTAVOCES
COMPONENTES PASIVOS
CONECTORES
CIRCUITOS HIBRIDOS AMPLIFICADORES DE ANTENA
CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES
CIRCUITOS INTEGRADOS ANALOGICOS
DIODOS
FERRITAS
MOTORES
MEMORIAS
MICROPROCESADORES
SINTONIZADORES
TUBOS RAYOS CATODICOS
TUBOS DE IMAGEN COLOR TV.
TUBOS DE IMAGEN BLANCO Y NEGRO
TRANSISTORES
Miniwatt
Miniwatt s.a.
división comercial barcelona-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e madrid-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00
domicilio social y división industrial barcelona-4 paseo zona franca, 15 telf. 331 51 00 telex nº 52523 miniw e

signetics

# Miniwatt

Vol. 21 Núm. 4 Abril 1982 145 ptas.



**Director**

D. Jose M.ª Llevat Grau

**Editor**

Miniwatt, S.A.
Departamento de Publicaciones Técnicas
D. José Albiol Fernández

**Coordinación**

D. Enrique Riverola García
D. Rafael Rizo Aramburu

**Redacción**

D.ª M.ª Dolores Forns-Samsó

**Consejo Asesor de Redacción**

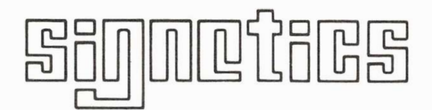
D. Pedro Barrera Vázquez
D. Jaime Borrull Subirana
D. Luis Marco Loras
D. Angel Suso San Miguel

**Suscripciones**

D.ª M.ª Angeles García Ferrer

**Producción**

GENERAL GRAFIC, S.A.
Caspe, 172
Barcelona-13
Depósito Legal: B-18387-61
ISSN: 0210-2641



# Miniwatt

Vol. 21 Núm. 4 Abril 1982 145 ptas.

## Indice



**Revista Miniwatt**

Publicado por:

Miniwatt, S.A.
Balmes, 22 - Teléfono 301 63 12 - BARCELONA - 7
Suscripción anual (11 números) ........ Ptas. 1.300
Precio ejemplar ........ Ptas. 145
Cambio domicilio ........ Ptas. 25

# A.M. estéreo una nueva dimensión para auto-radios

**Hasta ahora la radiodifusión estéreo se ha reservado para modulación de frecuencia. Sin embargo, la onda media modulada en amplitud es más accesible a radios de automóvil, y pronto se adoptarán normas en U.S.A. para la radiodifusión en estéreo con modulación de amplitud.**

**Este artículo explica como una radio de automóvil que se describió en volumen 21, número 2 (Febrero 1981) se puede adaptar para decodificar transmisiones en estéreo de acuerdo con las normas establecidas.**

En muchas regiones de los Estados Unidos, las emisiones de radio en f.m. tienen una audiencia más grande que las correspondientes en a.m. mono. Esto sucede a pesar de la mala propagación en áreas alejadas y de los problemas de recepción de índole diversa que presenta la f.m., que son particularmente molestos a la gente que escucha emisiones de radio en su automóvil. Es por esta razón que los fabricantes de coches, emisoras de radio y fabricantes de auto-radios tienen mucho interés en la pronta introducción de emisiones estéreo en a.m.

Durante los últimos cuatro años, la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) de los Estados Unidos ha evaluado una variedad de sistemas de transmisión y recepción en a.m. estéreo propuestos por Belar, Harris, Kahn/Hazeltine, Magnavox (compañía Philips norteamericana), y Motorola, cuyo resultado se conocerá próximamente. Un sistema estéreo en a.m. debe ser compatible con las emisiones actuales en mono y debe lograr una buena separación entre canales estéreo. Debe poseer también una lámpara indicadora que identifique rápida y automáticamente una emisión estéreo y una característica de C.A.G. que proporcione la misma calidad de sintonía que la de transmisión en mono. Este artículo explica como adaptar un auto-radio a.m./f.m., descrito en el número de Febrero de 1982, de forma simple y económica para recibir transmisiones a.m. estéreo. Las prestaciones de la radio adaptada se optimizan para la recepción de transmisiones a.m. estéreo, de acuerdo con el estándar propuesto por Magnavox.

## SISTEMAS ESTEREO EN A.M.

### Normas de transmisión

Todos los sistemas propuestos de a.m. estéreo usan modulación de amplitud para transmitir la información de audio L + R tal que las transmisiones estéreo pueden ser recibidas en mono por receptores convencionales de a.m. La información de audio estéreo L-R y la señal de identificación de estéreo (tono piloto) son sumadas a la portadora moduladas en frecuencia o en fase. En el futuro, el tono piloto se podrá codificar en impulsos con datos digitales de baja velocidad indicando la identificación de la emisora, la temperatura y la hora.

En un receptor estéreo a.m., la información modulada en amplitud L + R se recupera en la forma normal y la señal L-R y el tono piloto se demodulan separadamente. Las señales de audio suma y diferencia resultantes del canal estéreo se desmatrizan para producir las salidas de audio estéreo,

$$0{,}5\left[(L+R)+(L-R)\right]=L$$

y

$$0{,}5\left[(L+R)-(L-R)\right]=R$$

Los cinco sistemas propuestos, especificados en la tabla 1 se diferencian principalmente en la forma en que la información L-R es modulada sobre la portadora y en la frecuencia y método de modulación empleado para el tono piloto. En el sistema Magnavox, la portadora es modulada linealmente en fase con la señal (L-R) (índice de modulación máxima = 1 radián) y con un tono piloto no audible de 5 Hz que causa una desviación de frecuencia de la portadora de 20 Hz (índice de modulación constante $\Delta f_c/f_m = 4$ rad).

**TABLA 1**
**Sistemas a.m. estéreo propuestos.**

| Sistema | L + R | L − R | Tono Piloto |
|---|---|---|---|
| Belar AM/FM | a.m. | f.m. con pre-énfasis de 100 µS | 10 Hz |
| Harris CPM | a.m. | Múltiplex de fase compatible | 80 Hz |
| Kahn/Hazeltine ISB | a.m. | Banda lateral independiente | 15 Hz |
| Magnavox AM/FM | a.m. | p.m. lineal | 5 Hz |
| Motorola C-QUAM | a.m. | a.m. de cuadratura compatible | 25 Hz |

## Comparación entre modulación en frecuencia (f.m.) y modulación en fase (p.m.) lineal

La figura 1 compara las características de f.m. con las de p.m. lineal para dos niveles de amplitud de modulación. La modulación de frecuencia produce una desviación de la frecuencia portadora $\Delta f_c$ que es directamente proporcional a la amplitud de modulación e independiente de su frecuencia. La modulación lineal de fase produce una desviación de la fase portadora $\Delta \varphi$ que es también directamente proporcional a la amplitud de modulación e independiente de su frecuencia. Sin embargo, puesto que el desplazamiento de la fase de la portadora debido a p.m. es $\Delta \varphi = \Delta f_c/f_m$, y es independiente de la frecuencia de modulación $f_m$, debe causar también una desviación de la frecuencia portadora $\Delta f_c$ que es directamente proporcional al desplazamiento de la fase de la portadora y como consecuencia también directamente proporcional a la amplitud de modulación. Resultado de esto es que, para modulación de frecuencia constante, f.m. y p.m. lineal se confunden ya que ambas producen una desviación de la frecuencia portadora directamente proporcional a la amplitud de modulación. En ambos casos, un demodulador de f.m. detectará la desviación de frecuencia. Si se considera sin embargo una banda de frecuencias de modulación, la desviación de la frecuencia portadora producida por f.m. permanece constante para todas las frecuencias de modulación, mientras que la producida por p.m. lineal aumenta al incrementar la frecuencia de modulación. Las frecuencias altas de la señal p.m. lineal demoduladas con f.m. se acentuarán con este motivo. Para lograr una respuesta de audio plana en frecuencia, la señal resultante del demodulador p.m. lineal con un detector de f.m. debe pasar por un circuito que atenúe 6 dB/octava al incrementar la frecuencia de audio. Un circuito con estas características es un integrador.

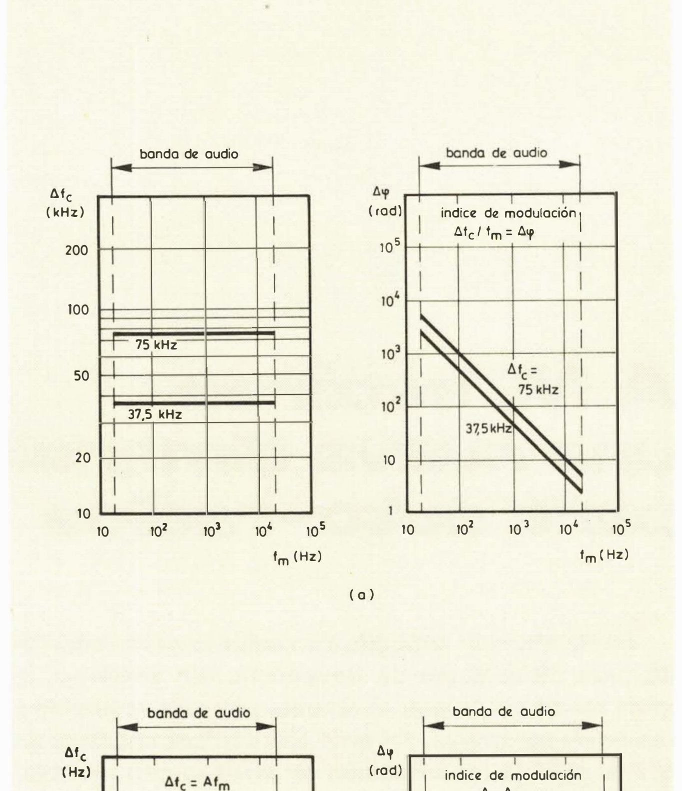



Fig. 1. Comparación de las características de f.m. y p.m.

a) Características de modulación de frecuencia para dos amplitudes de modulación. La desviación de frecuencia es directamente proporcional a la amplitud de modulación e independiente de la frecuencia de modulación. El índice de modulación de frecuencia es directamente proporcional a la amplitud de modulación e inversamente proporcional a la frecuencia de modulación.

b) Características de modulación lineal de fase para dos amplitudes de modulación. La desviación de la fase de la portadora ($\Delta \varphi_{máx}$ = índice de modulación de fase) es directamente porporcional a la amplitud de modulación e independiente de la frecuencia de modulación. La desviación de frecuencia es directamente proporcional a la frecuencia y a la amplitud de la modulación.

## Deteccion de p.m. con un demodulador de f.m.

Si el ángulo de fase de una onda portadora transmitida varía en proporción directa a la amplitud de la modulación a.f., la portadora se modula linealmente en fase de acuerdo con la expresión general:

$$e_c = \cos\left[\omega_c t + \Delta\varphi(t)\right]$$

donde $\omega_c t$ es el ángulo de fase de la portadora y $\Delta\varphi$ es la desviación del ángulo de fase debida a la modulación. Para modulación senoidal de amplitud constante, esto se puede expresar como:

$$e_c = \cos(\omega_c t + A\cos\omega_m t) \qquad (1)$$

donde.
$\omega_m = 2\pi f_m$, siendo $f_m$ la frecuencia de modulación,
$\omega_c = 2\pi f_c$, siendo $f_c$ la frecuencia de la onda portadora,
A = índice de modulación de fase
=desviación de fase instantánea máxima producida por los picos de la modulación senoidal de amplitud constante.

La desviación de frecuencia de la portadora asociada se puede encontrar fácilmente derivando los términos entre paréntesis de la ecuación (1):

$$\omega_c(t) = d/dt\,(\omega_c t + A\cos\omega_m t)$$
$$= \omega_c - A\omega_m \operatorname{sen}\omega_m t \qquad (2)$$

De aquí se deduce que la desviación de frecuencia portadora, que será detectada cuando la p.m. lineal de amplitud constante sea demodulada por f.m., es $\Delta f_c = Af_m$. Por el contrario, integrando la ecuación (2) para f.m., se puede obtener la ecuación (1) para p.m. Esto confirma que la integral del nivel de señal obtenida por f.m. demodulando p.m. lineal, es proporcional a la desviación de fase de la portadora causada por la p.m. lineal. Como consecuencia la modulación de fase (p.m.) lineal puede ser adecuadamente demodulada por un detector de f.m. seguido por un integrador.

## Sistema Magnavox de transmisión de a.m. estéreo

Como se explicó anteriormente el sistema Magnavox para transmisión en estéreo de a.m. propone que la onda portadora sea modulada en amplitud por la señal L + R, y modulada linealmente en fase por la señal L − R y el tono piloto de 5 Hz. La expresión de la señal transmitida es:

$$e_c = \left[1 + m\{L(t) + R(t)\}\right] \times$$
$$\times \cos\left[\omega_c t + A\{L(t) - R(t)\} + B\cos\omega_p t\right]$$

donde,
m = índice de modulación de amplitud para L + R, $m_{máx} = 100\ \%$
A = máximo índice de modulación de fase para L − R, $A_{máx} = 1$ rad.
B = índice de modulación de fase para el tono piloto de frecuencia constante = $\Delta f_c/f_p = 20/5 = 4$ rad.
$\omega_p = 2\pi f_p$, donde $f_p$ es la frecuencia del tono piloto (5Hz)
$\omega_c = 2\pi f_c$, donde $f_c$ es la frecuencia de la onda portadora.

## ADAPTACION DE UN RECEPTOR CONVENCIONAL AM/FM PARA EMISION ESTEREO

En el volumen 21, número 2, Febrero 1982, se describió un receptor a.m./f.m. para automóvil con detector de cuadratura para f.m. El resto de este artículo muestra como las siguientes características de los circuitos integrados de ese receptor (TDA1072, TDA1576, TDA1578) permite que se adapte fácilmente para la recepción de transmisiones a.m. estéreo de acuerdo con las normas propuestas por Magnavox.

### Canal a.m.: TDA1072

El margen de control de C.A.G. de 90 dB mantiene el nivel de la señal f.i. de a.m. prácticamente constante para un gran margen de niveles de entrada de r.f.

La baja impedancia de salida de audio (3,5 kΩ), permite una conexión sencilla de la salida de audio a la matriz estéreo.

Oscilador local de muy bajo ruido. Esta característica es esencial para eliminar la modulación de fase espúrea durante una recepción a.m. estéreo. El nivel de salida del oscilador se controla a un nivel típico de 140 mV hasta una frecuencia de 50 MHz.

Poca dispersión de sensibilidad.

### Canal f.m.: TDA1576

Un amplificador limitador de cuatro etapas proporciona 50 dB de supresión de a.m. en casi todo el margen de la señal de entrada.

Relación señal-ruido de 85 dB ($\Delta f_c = 75$ kHz). Esta característica de bajo ruido es esencial para la recepción de la señal diferencia estéreo p.m., que produce sólo pequeñas desviaciones de la frecuencia portadora.

Tensión de control, de gran margen, logarítmica y dependiente de la intensidad de campo con baja dispersión, que se puede emplear para conmutación automática mono/estéreo.

Demodulador simétrico de f.m. que permite añadir de forma sencilla un filtro de f.i. de a.m. y requiere únicamente un integrador conectado a su salida para poder actuar como demodulador de p.m. de la señal diferencia a.m. estéreo. El demodulador tiene dos salidas independientes, una de las cuales se puede emplear para la señal MPX demodulada por f.m. y la otra para la señal diferencia estéreo demodulada por p.m. El integrador adicional no tendrá influencia sobre la salida de audio en f.m.

## Decodificador estéreo PLL: TDA1578

El VCO del PLL tiene una gran impedancia de salida, tal que se puede conmutar fácilmente de 76 kHz (4 x frecuencia piloto de f.m.) a 20 Hz (4 x frecuencia piloto estéreo en a.m.) utilizando condensadores de metal de baja tolerancia para incrementar la constante de tiempo.

Un detector de nivel del piloto con salida separada permite la recuperación de posibles datos digitales de baja velocidad (hora, temperatura, identificación de la emisora) codificados por pulsos en el tono piloto estéreo de a.m. El detector del nivel piloto se separa de la matriz de salida mediante un circuito silenciador que se activa durante la recepción en a.m. de tal forma que el tono piloto no puede alcanzar la salida de audio.

Se pueden utilizar dos amplificadores operacionales internos de salida con terminales de entrada y salida como un sencillo desmatrizador activo de las señales estéreo a.m., añdiéndoles algunos componentes pasivos.

Las mismas salidas de audio estéreo y el mismo circuito de la lámpara piloto se pueden emplear para a.m. y f.m. estéreo de tal forma que no sea necesario conmutación de las salidas durante la selección de bandas.

## Modificaciones necesarias

La figura 2 es un diagrama de bloques de la radio de automóvil modificada. Sólo se han añadido al circuito original un amplificador operacional cuádruple, dos transistores FET y algunos componentes pasivos.

Las funciones principales que realiza son las siguientes:

Un amplificador operacional incrementa la sensibilidad del C.A.G. aplicado al TDA1072 para asegurar una buena separación entre canales para todos los niveles de entrada de antena.

El filtro cerámico de f.i. originalmente empleado con el TDA1072 se reemplaza por un filtro LC de tres etapas para lograr una respuesta plana en la banda de paso de f.i., una buena linealidad de fase y una gran atenuación fuera de la banda.

Un amplificador operacional usado como integrador se conecta a una de las salidas del demodulador de f.m. en el TDA1576, y un filtro de f.i. de 455 kHz se conecta en serie con el filtro de f.i. de 10,7 MHz de f.m. El TDA1576 se comporta como un demodulador de p.m. para la señal de f.i. de 455 kHz del TDA1072 y un demodulador del f.m. para la

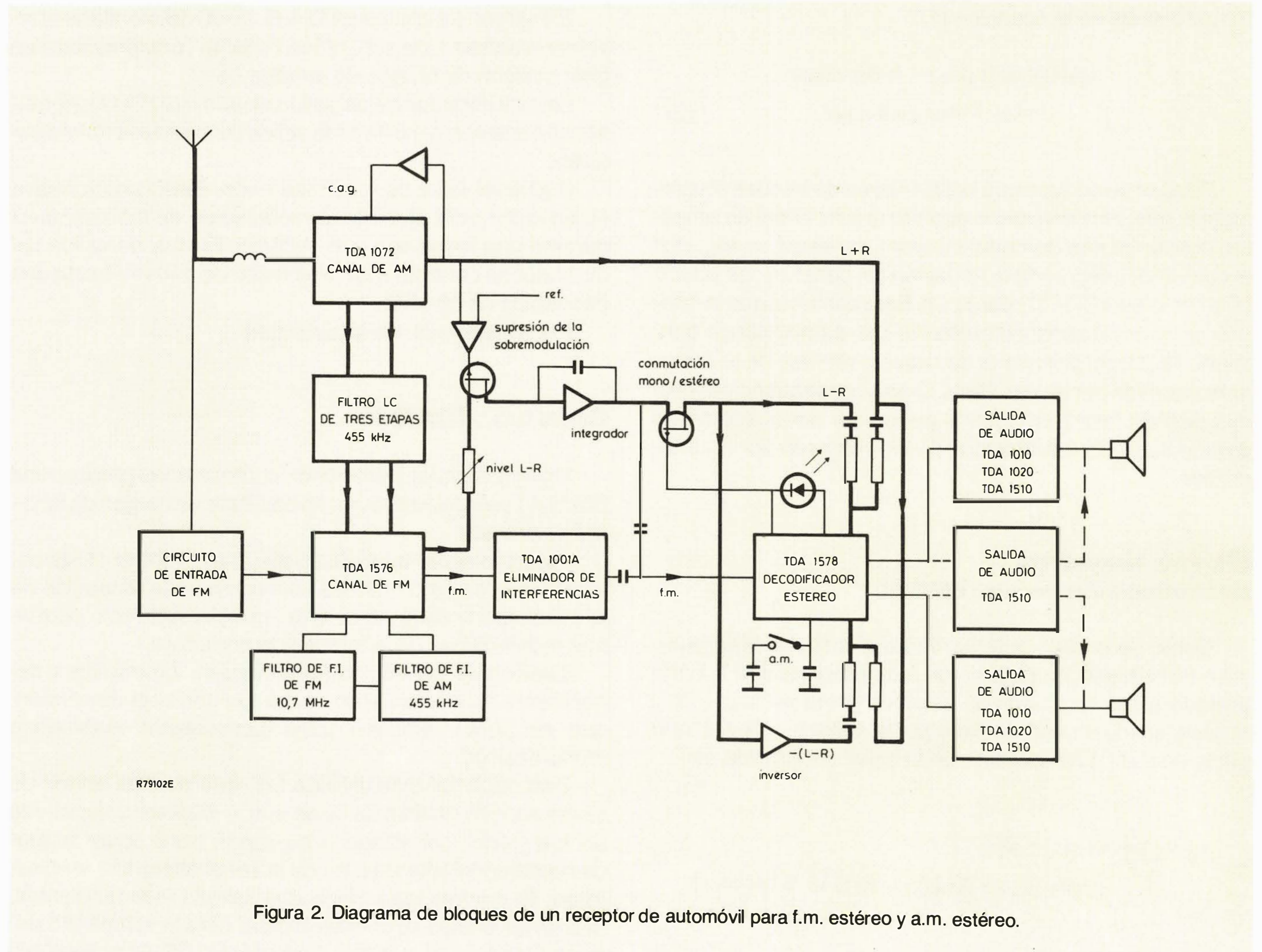



Figura 2. Diagrama de bloques de un receptor de automóvil para f.m. estéreo y a.m. estéreo.

señal de f.i. de 10,7 MHz, procedente del circuito de entrada de f.m.

Un amplificador operacional controlado por un FET que actua como interruptor se inserta en el circuito de salida de la señal diferencia a.m. estéreo procedente del TDA1576. El interruptor se controla mediante la señal suma a.m. estéreo procedente del TDA1072 y se ajusta para que actue si la profundidad de la modulación de amplitud sobrepasa el 95 % (negativa).

Un FET, que actúa como interruptor en el circuito de salida de la señal diferenciada a.m. estéreo procedente del amplificador operacional integrador, es controlado por la señal de excitación de la lámpara estéreo para efectuar la conmutación automática mono/estéreo. Puesto que el detector de nivel del piloto en el TDA1578 se controla mediante una señal dependiente de la intensidad de campo procedente del TDA1576, esto también afecta la conmutación automática mono estéreo. El nivel de referencia de la señal dependiente de la intensidad de campo se ajusta de tal forma que la conmutación automática mono a estéreo para a.m. se produce cuando la relación señal ruido es de 30 dB.

Un amplificador operacional invierte la señal diferencia estéreo en a.m. de tal forma que se puede emplear para desmatrizar la información de audio del canal derecho.

Un condensador y un interruptor disminuyen la frecuencia del VCO del PLL detector del tono piloto en el TDA1578 de 76 kHz a 20 Hz. Un segundo condensador y un interruptor alargan la constante de tiempo del detector de nivel del piloto.

Los amplificadores de salida del TDA1578 se emplean en un matrizador activo que recupera las señales de audio izquierda y derecha a partir de las señales suma y diferencia a.m. estéreo.

El ajuste de nivel de la señal diferencia estéreo demodulada del TDA1576 permite la adaptación de los niveles de las señales suma y diferencia estéreo para minimizar la intermodulación.

## Sección de R.F. y demodulador L + R

En la figura 3, el filtro cerámico de f.i. del circuito periférico original del canal de a.m. del TDA1072 se ha reemplazado por un filtro LC triplemente sintonizado. Para una separación óptima de canales estéreo, este filtro tiene una respuesta plana en la banda de paso de 10 kHz, una buena linealidad de fase, y una gran atenuación fuera de la banda. Un devanado secundario en la etapa final del filtro acopla la señal de f.i. de 455 kHz a la entrada de la f.i. de f.m. y el circuito demodulador TDA1576 que demodula la señal diferencia estéreo a.m.

Puesto el TDA1072 tiene un gran margen de control de C.A.G., la gran sensibilidad de C.A.G. que se requiere para a.m. estéreo se logra insertando un amplificador operacional entre la salida de audio de la patilla 6 y la entrada de C.A.G. de la patilla 7. El C.A.G. amplificado asegura que las amplitudes relativas de las señales suma y diferencia a.m. estéreo permanezcan prácticamente constantes para un gran margen de señales de antena. Esto asegura un desmatrizado correcto de las señales de audio a.m. estéreo y una buena separación entre canales.

La constante de tiempo del filtro de audio paso bajo de la patilla 6 (18 kΩ, 1,2 nF) se ha seleccionado cuidadosamente para compensar el retardo entre la señal suma a.m. estéreo y la señal diferencia producido por el canal de p.m. La compensación del retardo asegura que la separación entre canales permanezca independiente de la frecuencia de modulación en todo el margen de frecuencias de audio. Para evitar una modulación de fase espúrea de la señal f.i., los componentes del oscilador local entre las patillas 11 y 12 del TDA1072 se deben aislar de cualquier vibración mecánica posible.

## Demodulador L - R

Como se explicó anteriormente, para convertir un demodulador de f.m. en uno de p.m. hace falta únicamente añadir un integrador. Esto se ha hecho en la figura 4 pasando la salida de audio de la patilla 9 del amplificador de f.i. de f.m. del circuito detector de cuadratura de f.m. del TDA1576 a través del amplificador operacional OP1.

Durante una recepción a.m. estéreo, la señal compuesta estéreo de f.i., de 455 kHz se deriva del devanado secundario situado en la etapa final del filtro de f.i. de a.m. conectado al TDA1072 (fig. 3) y se transfiere a la entrada del amplificador limitador en la patilla 15 del TDA1576. El amplificador limitador suprime la señal a.m. estéreo asegurando que el TDA1576 sólo procesa la señal diferencia p.m. estéreo. El demodulador cuadratura del TDA1576 se sintoniza a las frecuencias intermedias de los canales de a.m. y f.m. añadiendo un circuito sintonizado a 455 kHz en serie con el de 10,7 MHz. La conmutación de los circuitos no es necesaria pues la alimentación del circuito de entrada de f.m. se elimina durante la recepción a.m. de modo que las señales f.i. de f.m. no llegan al TDA1576.

La conmutación automática mono/estéreo y el silenciamiento de las señales de audio de f.m. son funciones que dependen del nivel de tensión dependiente de la intensidad de campo de la patilla 13 del TDA1576. Este nivel está referido a la tensión de la patilla 14. Se incorpora un conmutador tal que, para f.m., el nivel en la patilla 14 se ajusta para conseguir un silenciador de ruido de − 3 dB para una entrada de antena de 15 $\mu$V (relación señal-ruido = 50 dB). Para a.m. estéreo, el nivel en la patilla 14 se ajusta para que la conmutación mono a estéreo, controlada por el interruptor FET $TR_1$ (fig. 5), ocurra cuando el nivel de la entrada de antena alcance 100 $\mu$V (relación señal-ruido = 30 dB).

Para minimizar la intermodulación entre los canales de audio a.m. estéreo, el nivel de la señal diferencia a.m. estéreo se adapta con el de la señal suma mediante una resistencia variable conectada al circuito de salida de audio en la patilla 9 del TDA1576. Una red de polarización de corriente continua conectada a la entrada de audio de f.m., patilla 1 del circuito eliminador de interferencias TDA1001A/V, inhibe la entrada al canal de audio de f.m. durante una recepción a.m. estéreo.

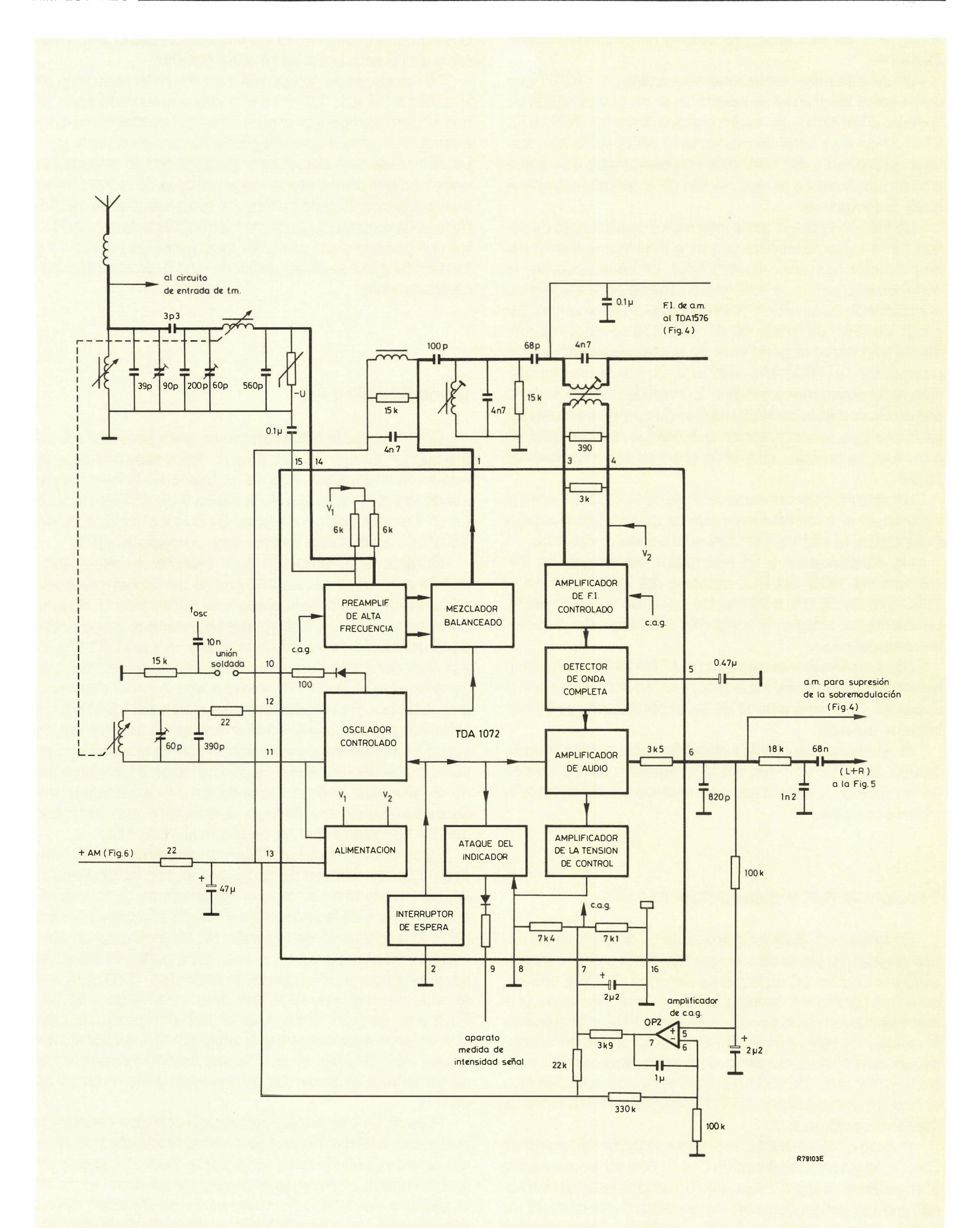



Figura 3. Sección de radiofrecuencia y demodulador L + R.

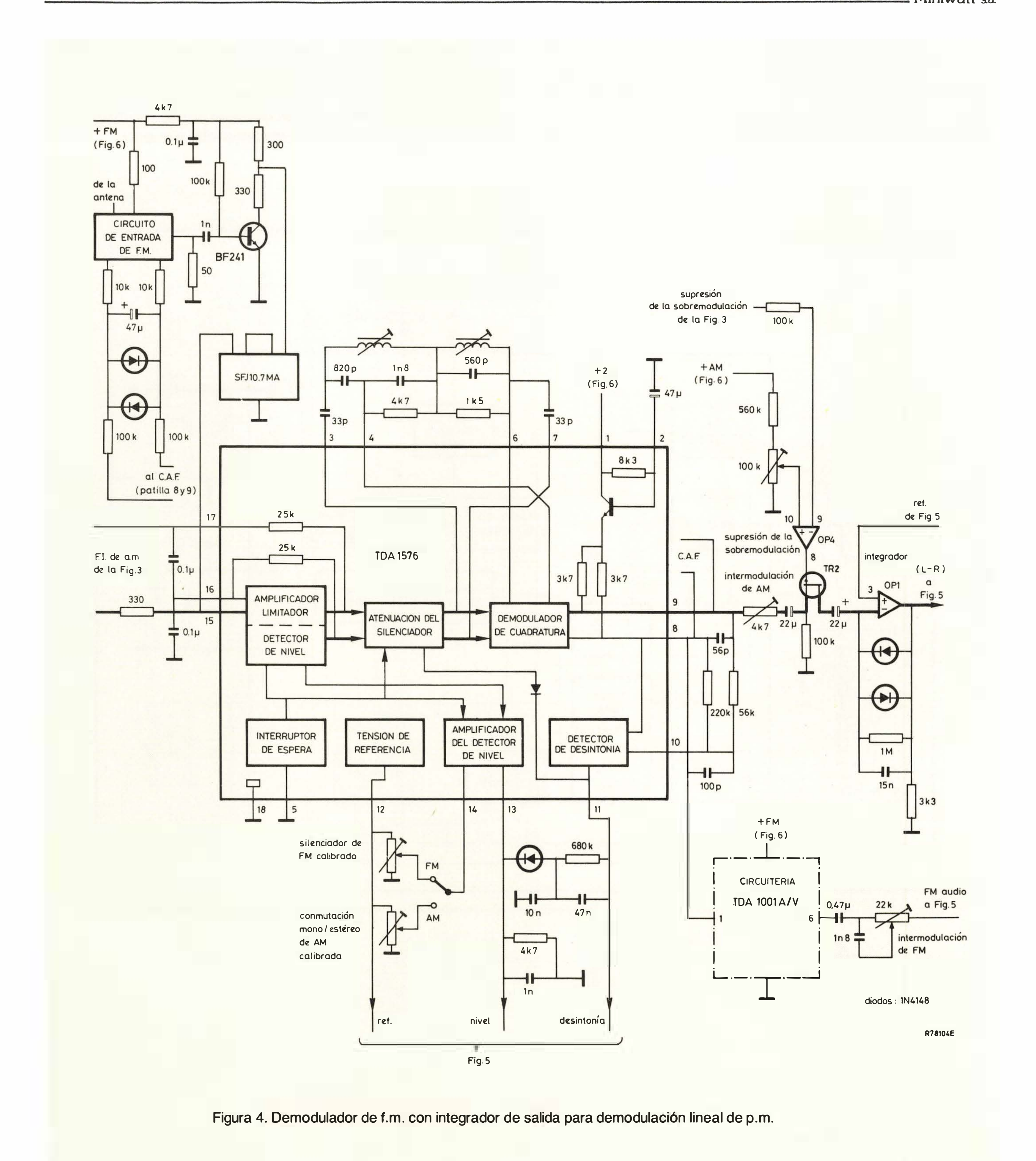



Figura 4. Demodulador de f.m. con integrador de salida para demodulación lineal de p.m.

## Supresión del ruido en la señal de audio L - R

Desvanecimientos de la señal, sintonización rápida o sobremodulación de la señal a.m. pueden causar un ruido considerable en la señal diferenciada a.m. estéreo en la patilla 9 del TDA1576. Es esencial suprimir este ruido.

Como se muestra en la figura 4, se conecta un interruptor FET (TR2) entre la salida de audio de la señal diferencia en la patilla 9 del TDA1576 y la entrada al integrador OP1. El transistor TR2 se excita mediante el compardor OP4 que produce la conmutación a circuito abierto si la amplitud ne-

gativa máxima de la señal suma de audio en la patilla 6 del TDA1072 (fig. 3) excede un nivel predeterminado fijado por el potenciómetro se 100 kΩ conectado a la entrada no inversora de OP4. El potenciómetro se ajusta de modo que TR2 no conduce cuando la amplitud de la señal suma estéreo es suficiente para modular la portadora a una profundidad del 95% (negativa). El transistor TR2 interrumpe la señal diferencia estéreo durante la duración del ruido y, suponiendo que la interrupción es corta, la salida del integrador OP1 permanece constante durante este periodo.

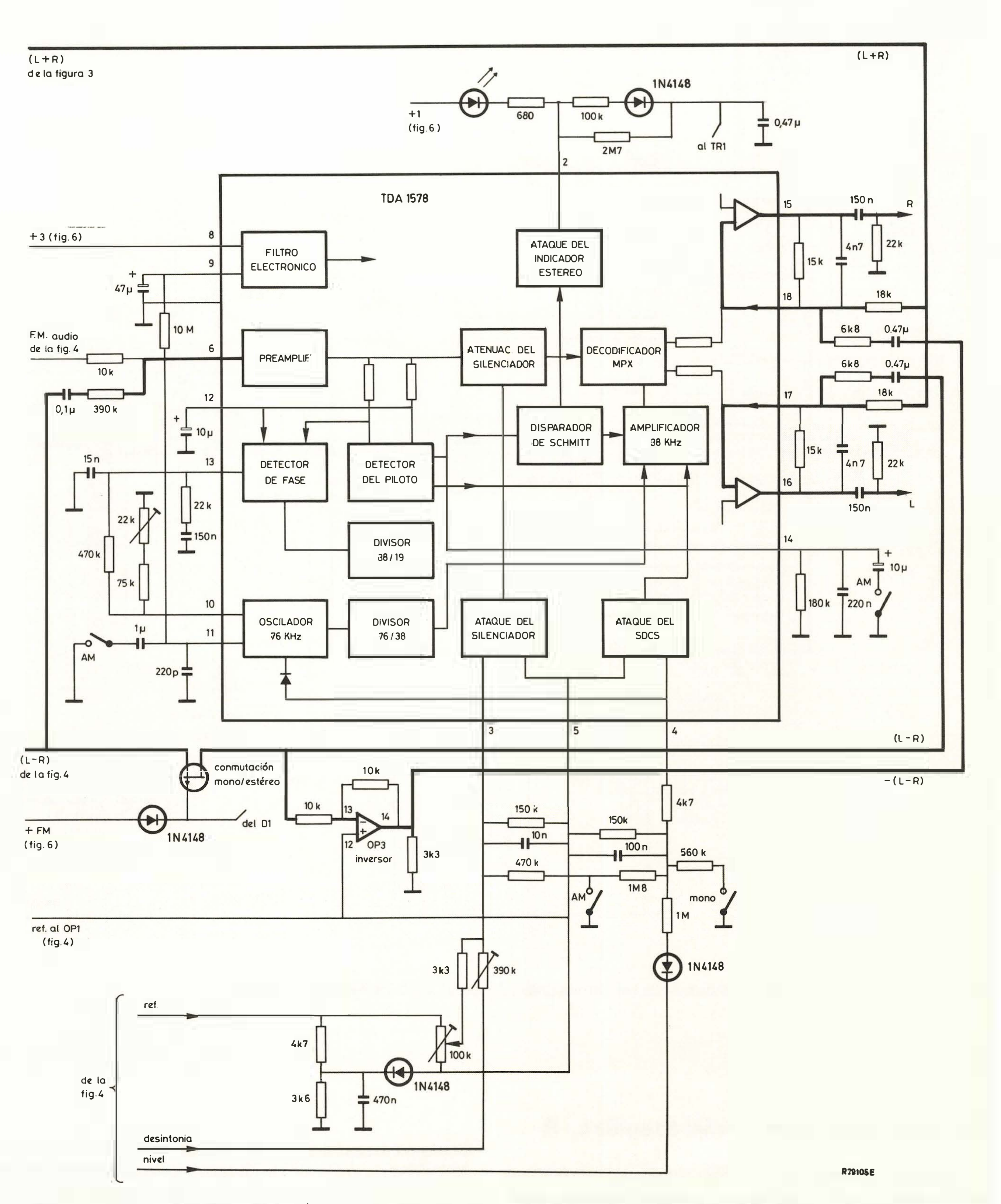


Figura 5. Decodificador de f.m. estéreo con conmutación automática mono/estéreo y circuitos desmatrizadores para a.m. estéreo.

## Detección del tono piloto

Para identificación de transmisiones a.m. estéreo y para conmutación automática mono/estéreo, la señal transmitida propuesta por Magnavox incorpora una modulacion de fase de 5 Hz con un índice de modulación constante de 4 radianes. Esto es equivalente a un tono piloto de f.m. que produzca una desviación en la frecuencia portadora de 20 Hz.

La figura 5 muestra como se ha modificado el circuito periférico del decodificador estéreo TDA1578 tal que el PLL del detector piloto pueda detectar el tono piloto convencional de f.m. de 19 kHz o el tono piloto de p.m. de 5 Hz. La señal del tono piloto se conecta a la patilla 6 del TDA1578. Para a.m. estéreo, la constante de tiempo del detector de nivel del piloto se incrementa mediante el condensador y es transferida a la patilla 14. La frecuencia del VCO disminuye de 4 x 19 kHz = 76 kHz a 4 x 5 Hz = 20 Hz al añadir el interruptor y el condensador en la patilla 11. Debido a la alta impedancia del VCO interno, es posible usar en la patilla 11 un condensador de metal de baja tolerancia en vez de uno electrolítico de modo que no sea necesario el ajuste de la frecuencia del VCO para recepción en a.m.

Durante la recepción en a.m. el atenuador del silenciador del TDA1578 se activa mediante la resistencia de la patilla 3 para evitar que el tono piloto de a.m. estéreo alcance la salida y produzca interferencia (2 x 5 Hz). Sin embargo, el tono piloto de a.m. estéreo activará el disparador de Schmitt interno excitando la lámpara estéreo conectada a la patilla 2. La misma lámpara puede usarse entonces para indicar la recepción de transmisiones a.m. ó f.m. estéreo.

Si en el futuro el tono piloto de a.m. estéreo se codifica con datos digitales de baja velocidad, éstos podrán detectarse en la salida del detector de nivel del piloto, patilla 14 del TDA1578.

## Conmutación automática mono/estéreo

La figura 5 muestra que, durante recepción de f.m., la conmutación automática mono/estéreo se controla mediante el bloque de separación de canales dependiente de la señal (SDCS) situado en el TDA1578, el cual indirectamente controla el decodificador MPX. Puesto que no se utiliza el decodificador MPX del TDA1578 para decodificar a.m. estéreo, se debe colocar un interruptor automático externo mono/estéreo.

Esta es la función del interruptor FET TR1 conectado en el circuito de entrada de la señal diferenciada a.m. estéreo al amplificador operacional OP3. Durante la recepción de f.m., TR1 se desconecta mediante la fuente de alimentación de f.m. Durante recepción de a.m. estéreo, el detector del piloto en el TDA1578 activa TR1 a través de la excitación de la lámpara estéreo de la patilla 2. La señal diferencia estéreo se introduce entonces directamente a la red estéreo del canal izquierdo, patilla 17 del TDA1578 y, a través del inversor OP3, a la red estéreo del canal derecho, patilla 18 del TDA1578. El acoplo capacitivo de las señales en las patillas 17 y 18, suprime el tono piloto de 5 Hz.

Puesto que la señal suma estéreo está también presente en las patillas 17 y 18 del TDA1578, el receptor opera en modo estéreo. Cuando se desconecta TR1 (tono piloto no detectado), sólo la señal suma estéreo se aplica a las redes estéreo y el receptor opera en el modo mono. Puesto que el detector del piloto del TDA1578 se controla también a través de la tensión dependiente de la intensidad de campo del TDA1576, ésta conmutación mono/estéreo es también función del nivel de la señal recibida. El ataque de puerta del TR1 se aplica a traves de una red doble RC y diodo, dando lugar a que la conmutación estéreo a mono (excitación positiva) esté menos retardada que la conmutación mono a estéreo (excitación negativa). Esto minimiza el ruido causado por la frecuencia de conmutación mono a estéreo debido a las fluctuaciones de la intensidad de campo.

## Extracción de las señales de audio del canal izquierdo y derecho

Para extraer las señales de audio izquierda y derecha, las señales estéreo suma y diferencia se deben aplicar a dos redes activas. La figura 5 muestra como se forman fácilmente estas redes usando los dos amplificadores operacionales de salida del TDA1578 junto con algunos componentes pasivos.

La función de transferencia necesaria para desmatrizar la señal de audio del canal izquierdo es 0,5 [(L + R) + (L − R)] = L. Para lograr esto, la señal L + R de la patilla 6 del TDA1072, y la señal L − R procedente del drenador de TR1, se suman vectorialmente en la entrada del amplificador en la patilla 17 del TDA1578. La ganancia del amplificador se ajusta mediante resistencias externas para derivar la señal del canal izquierdo en la patilla 16. La función de transferencia necesaria para desmatrizar la señal de audio del canal derecho es 0,5 [(L + R) − (L− R)] = R. Para lograr esto, la señal L − R del drenador de TR1 se invierte por el amplificador operacional OP3 para producir una señal − (L − R). Esta señal y la señal L + R de la patilla 6 del TDA1072 se suman vectorialmente en la entrada del amplificador, patilla 18 del TDA1578. La ganancia del amplificador se ajusta mediante resistencias externas para derivar la señal del canal derecho en la patilla 15.

Puesto que la fuente de alimentación del canal de a.m. del TDA1072 se desconecta cuando se selecciona la banda de f.m., las señales de a.m. se inhiben y no se necesita conmutar las redes de salida durante la selección de banda a.m./f.m.

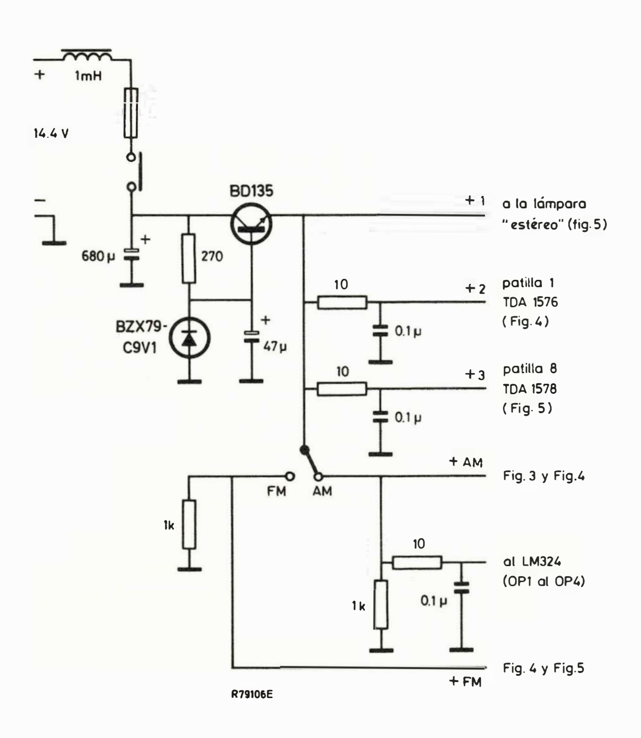



Figura 6. Fuente de alimentación para el receptor de a.m. estéreo/f.m. estéreo.

## CARACTERISTICAS DEL CANAL DE A.M.

### General

| | |
|---|---|
| Tensión de alimentación | 10,5 a 16 V |
| Temperatura ambiente de funcionamiento | − 30 a + 80 °C |
| Margen de frecuencia | 510 a 1620 kHz |
| Frecuencia intermedia | 455 kHz |

### Características de A.M.

$V_{alim.}$ = 14,4 V, $T_{amb}$ = 25 °C, $f_o$ = 1 MHz, m = 0,3, $f_{mod}$ = 400 Hz a menos que se especifique de otra manera. Antena Dummy como se muestra en la figura 7.

Tensión de entrada de antena (modo mono)

| | |
|---|---|
| – para (S + N) /N = 6 dB | 6 µF |
| – para (S + N) /N = 20 dB | 27 µF |
| – para (S + N) /N = 26 dB | 64 µF |

S= señal; N= ruido

Relación señal/ruido (S/N) ($V_{in}$ = 1 mV)

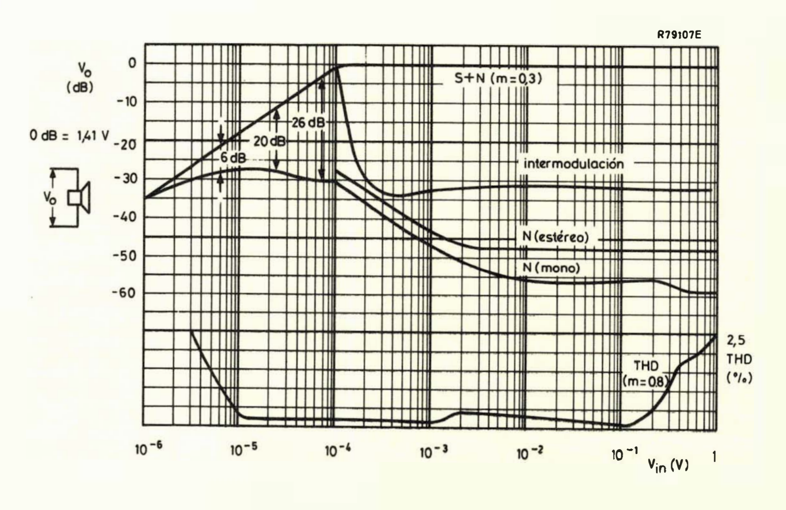
| | |
|---|---|
| modo mono | 47 dB |
| modo estéreo | 42 dB |

Distorsión armónica total (m = 0,8) en todo el margen de C.A.G. — 0,5%

Capacidad de tratamiento de la señal de RF (m = 0,8) con distorsión armónica total = 10 % — 2,1V

Separación de canales estéreo

300 Hz a 2 kHz - — 30 dB



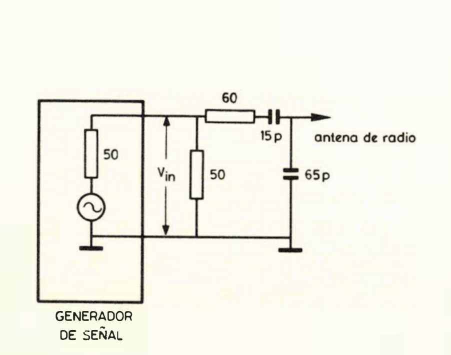




Figura 7. Características del canal de a.m.

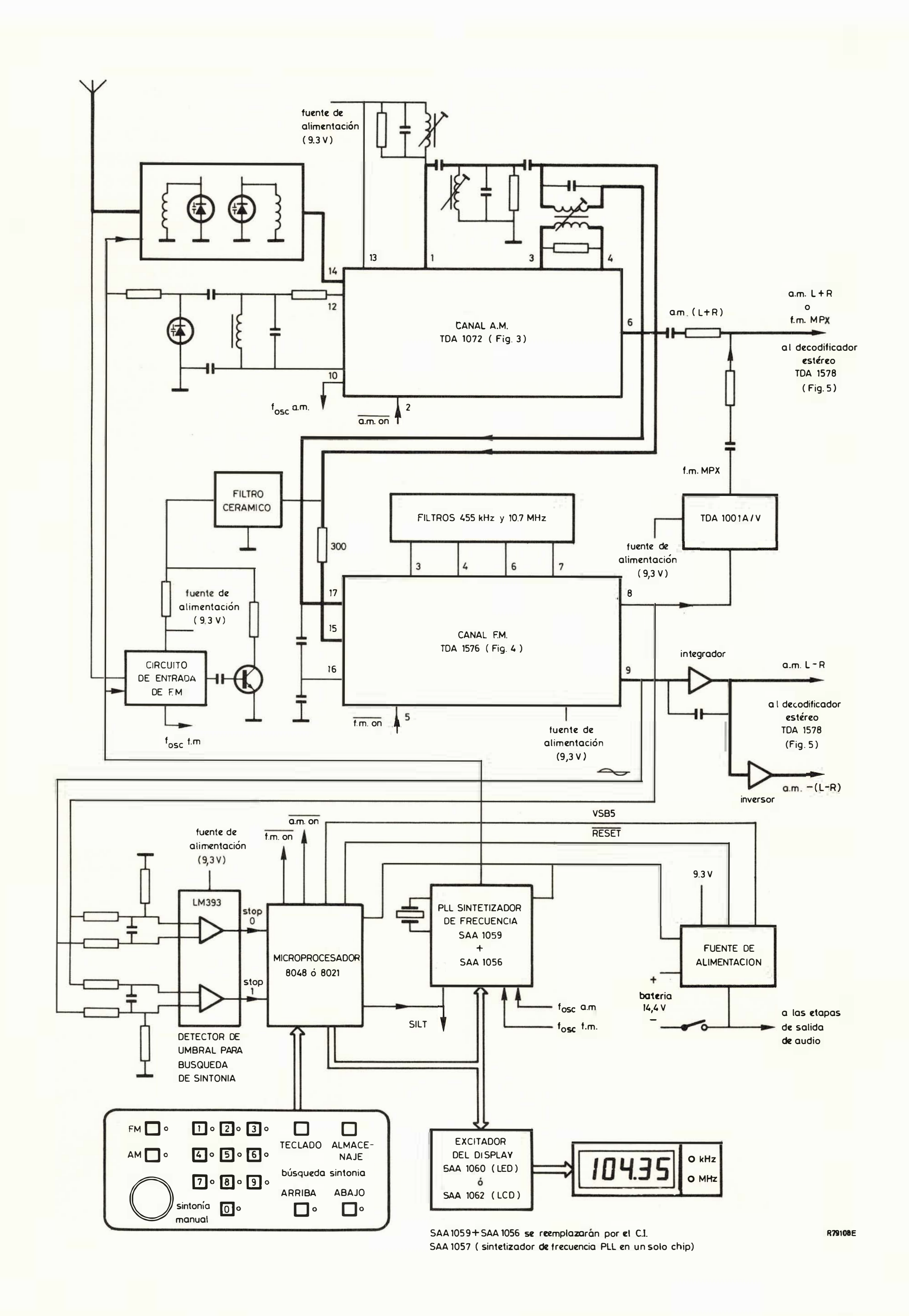



Figura 8. Receptor de automóvil controlado por microprocesador para a.m. estéreo y f.m. estéreo que muestra de forma simplificada el camino de la señal.

## AUTO-RADIO CONTROLADO POR MICROPROCESADOR PARA A.M. y F.M. ESTEREO

La figura 8 muestra cómo el receptor descrito anteriormente puede ser controlado por microprocesador. El sistema de sintonía utiliza un sintetizador de frecuencia PLL para mantener estable y precisa la sintonía del canal de a.m. y f.m. Las señales del oscilador local procedentes del canal de a.m. del TDA1072 y las del circuito de entrada de f.m. se pasan a un divisor de frecuencia con una relación de división programable situada en el sintetizador PLL. La salida del divisor se compara con una frecuencia de referencia controlada por cristal. El resultado de la comparación, que representa el error de sintonía, se filtra y amplifica antes de usarse para modificar la tensión de sintonía aplicada a los diodos de capacidad variable que se encuentran en el correspondiente circuito sintonizado del oscilador local. El oyente puede cambiar la frecuencia sintonizada pulsando la frecuencia de emisión deseada mediante sintonía manual o automática. Estas órdenes hacen que el microprocesador calcule la correcta relación de división para el divisor programable despues de sumar o restar la f.i. del canal de a.m. ó f.m. Los impulsos de parada que se necesitan cuando se detecta una emisora durante la sintonía de búsqueda automática se generan de una manera muy simple, tanto para f.m. como a.m., pasando la curva S disponible en la salida del TDA1576 a través del detector de umbral LM393. □

# Sistema compacto de potencia sincronizado ($S^2P^2$) con transformador de diodos divididos para T.V.C.

Una fuente de alimentación conmutada que está sincronizada con el barrido de línea es capaz de generar todas las tensiones de alimentación de corriente continua, incluyendo la M.A.T, y de suministrar la excitación para el circuito de desviación horizontal. Este sistema de potencia sincronizado (SPP) se describió en anteriores publicaciones como una fuente de alimentación aislada compacta, económica y de elevado rendimiento. Ello permite asimismo reducir el voluminoso transformador convencional de salida de línea a una pequeña bobina de carga o choque. Actualmente hemos refinado la SPP y aumentado sus ventajas, desarrollándola en un nuevo y simplificado sistema de potencia sincronizado ($S^2P^2$). Aunque este sistema suministra tensiones aisladas de red igual que la SPP, es más compacta y tiene menos componentes. Además, la tensión de barrido para las bobinas de desviación horizontal se puede derivar directamente de la $S^2P^2$, con lo que se elimina por completo el circuito de desviación horizontal.

Las principales ventajas de la $S^2P^2$ son:

- El transformador de la $S^2P^2$ suministra todas las tensiones para el receptor, incluyendo la M.A.T.
- La impedancia de la fuente de M.A.T es baja.
- El consumo de potencia es inferior a 40 W. Se ha logrado esto reduciendo las pérdidas de conmutación y eliminando el método de doble conversión para obtener la M.A.T y la tensiones de barrido.
- Superficie de circuito impreso reducida, debido principalmente a la sustitución del transformador convencional de salida horizontal y la eliminación del circuito de desviación horizontal.
- El transformador de salida $S^2P^2$ está provisto de aislamiento de red conforme a las normas IEC-65.

## PRINCIPIO SPP

Antes de describir los principios de funcionamiento de la $S^2P^2$ es práctico recordar los principios de funcionamiento básico de la SPP (fig. 1).

Cuando $S_1$ se cierra, la tensión rectificada de red $V_{in}$ se conecta entre un extremo de $L_1$ y del bobinado primario de $T_1$. Por consiguiente, la corriente a través de $L_1$ aumenta linealmente de acuerdo con $dI/dt = V/L$, y la energía ($1/2\,LI^2$) se almacena en $L_1$. Cuando $S_1$ se abre, la polaridad de la

tensión en bornes de $L_1$ se invierte y la energía almacenada se transfiere a través de $D_1$ cargando a $C_1$. Variando el ciclo de trabajo ( $\delta$ ) del conmutador, se puede controlar la cantidad de energía almacenada en $L_1$, y por tanto la tensión en el condensador $C_1$ de acuerdo con la expresión:

$$V_{C1} = \delta V_{in}.$$

El circuito $C_1$, $T_1$, $C_f$, $D_3$ y $S_1$ funciona como un circuito de base de tiempos horizontal en el cual $C_1$ mantiene una tensión constante en el devanado primario de $T_1$, durante el periodo de "barrido" mientras que durante el periodo de "retroceso", en el devanado primario aparece un impulso de "retroceso" que va hacia negativo. Las alimentaciones de baja tensión y alta corriente, aisladas de red para los circuitos del receptor, se obtienen rectificando la tensión del devanado secundario de $T_1$, durante la parte de "barrido". Igualmente, las tensiones de alta tensión-baja corriente, M.A.T y foco se obtienen rectificando las tensiones de bobinados secundarios separados de $T_1$ durante el periodo de "retroceso".

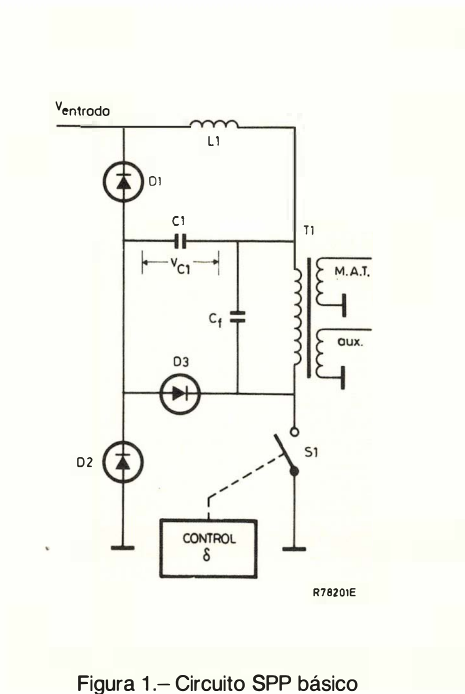



Figura 1.– Circuito SPP básico

## PRINCIPIO $S^2P^2$

La extensión del principio SPP permite que el valor de $C_f$ sea seleccionado de manera que la tensión de excitación para las bobinas de desviación horizontal pueda derivarse de un bobinado secundario de $T_1$ sin necesidad de aumentar la tensión máxima en el conmutador. El circuito básico se da en la figura 2. En este circuito, la tensión en $C_1$ viene dada por la expresión:

$$V_{C1} = \frac{\delta V_{in}\, m}{1 - \delta(1 - m)}$$

Esta expresión es válida para $m < 1$, $m = 1$ (SPP convencional) y $m = 1$. Con una elección correcta de su valor ($m > 0{,}5$), el circuito puede funcionar con un margen de tensión de red al menos de 165 V a 265 V. Intercambiando las conexiones de $V_{in}$ y $D_1$ a la bobina $L_1$, se obtiene un valor recíproco para m. Esto permite que el circuito pueda trabajar a una tensión de entrada de red más baja (por ejemplo 110 V).

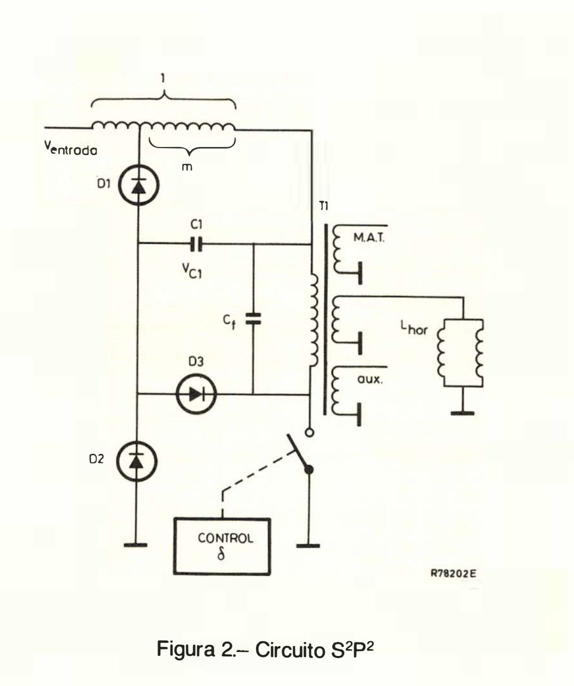



Figura 2.– Circuito $S^2P^2$

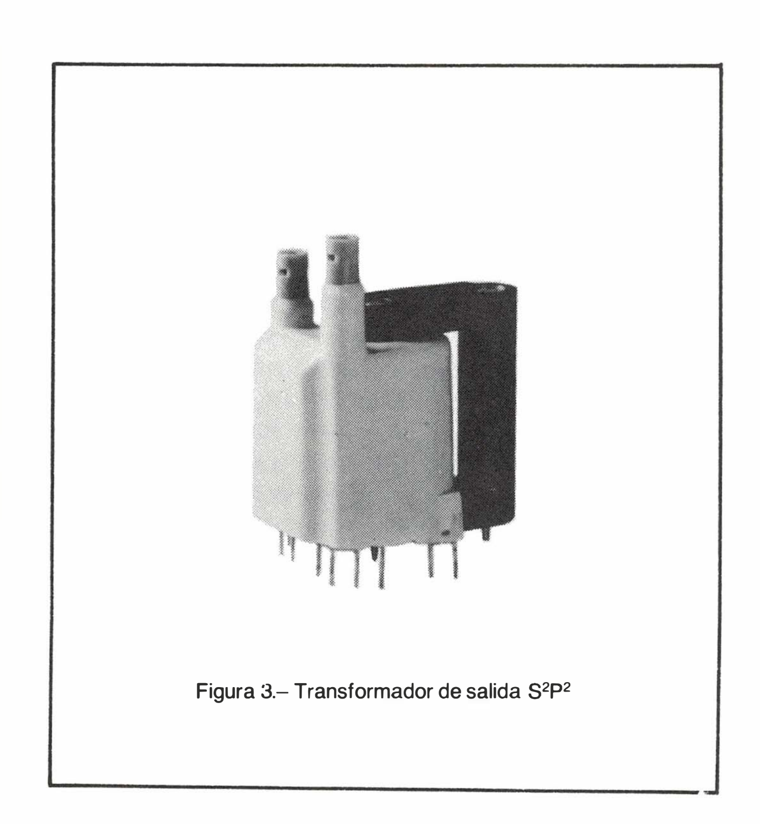


Figura 3.– Transformador de salida $S^2P^2$

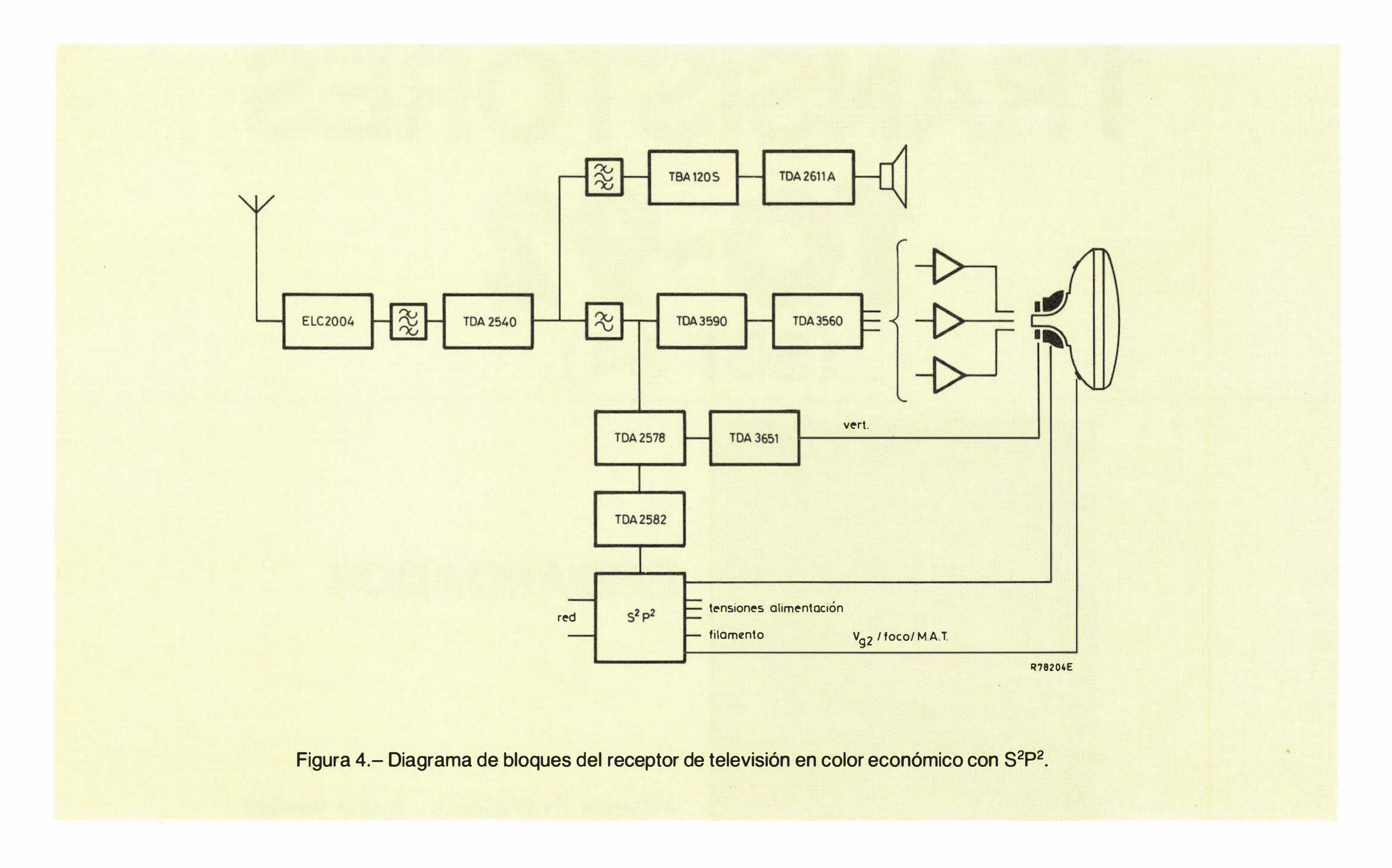



Figura 4.– Diagrama de bloques del receptor de televisión en color económico con $S^2P^2$.

## TRANSFORMADOR $S^2P^2$

El transformador DT2076/80 que se muestra en la figura 3 está diseñado específicamente para el circuito $S^2P^2$ en el receptor de televisión de color que se muestra en el esquema de bloques de la figura 4.

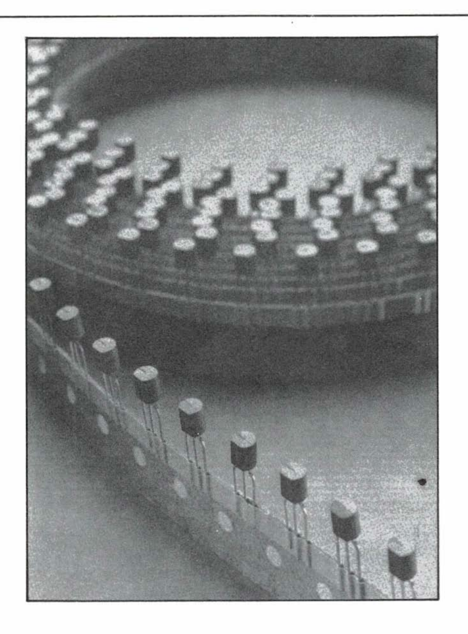
A continuación se dan unas breves especificaciones del transformador:

| | |
|---|---|
| – Tensión en el primario | 120 V |
| – Tensiones en los secundarios: | |
| – excitación de la bobina de desviación horizontal | 110 V y 120 V |
| – M.A.T | 23 kV |
| – Tensión máxima de foco | 33% de M.A.T |
| – Etapa de desviación vertical | 26 V |
| – Circuitos de pequeña señal | 16 V (adecuada para estabilizar a 12 V) |
| – Filamento del tubo | 6,3 V eficaces |
| – Amplificadores de video | 200 V |

# TRANSISTORES

# TO-92

## (SOT 54)



## EMBANDADOS

- Etapas Excitadoras - Radio Portátil
- Excitadoras - Televisión Color y B/N.
- Amplificadores de Audio - Aplicaciones Generales
- Salida de Vídeo
- Radio Convencional

| Tipo | Polaridad | $V_{CEO}$ V | $I_C$ mA | $P_{tot}$ a $T_{AMB}$ W °C | $h_{FE}$ a $I_C$ $F_T$ mín.-máx. mA | $f_T$ Típico MHz |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **BC 327/328** | P | 45/25 | 0,5 | 0,8-25 | 100/600-100 | 100 |
| **BC 337/338** | N | 45/25 | 0,5 | 0,8-25 | 100/600-100 | 200 |
| **BC 368** | N | 20 | 1 | 1-25 | 85/375-500 | 60 |
| **BC 369** | P | 20 | 1 | 1-25 | 85/375-500 | 60 |
| **BC 635** | N | 45 | 1 | 1-25 | 40/250-150 | 130 |
| **BC 637** | N | 60 | 1 | 1-25 | 40/160-150 | 130 |
| **BC 639** | N | 80 | 1 | 1-25 | 40/160-150 | 130 |
| **BC 547/548** | N | 45/30 | 0,1 | 0,5/0,5-25 | 110/800-2 | 300/300 |
| **BC 557/558** | P | 45/30 | 0,1 | 0,5/0,5-25 | 75/475-2 | 150/150 |
| **BC 636** | P | 45 | 1 | 1-25 | 40/250-150 | 50 |
| **BC 638** | P | 60 | 1 | 1-25 | 40/160-150 | 50 |
| **BC 640** | P | 80 | 1 | 1-25 | 40/160-150 | 50 |
| **BF 198** | N | 30 | 25 | 0,5-27 | 27 - 4 | 400 |
| **BF 199** | N | 25 | 25 | 0,5-37 | 37 - 7 | 550 |
| **BF 324** | P | 30 | 25 | 0,25-25 | 25 - 4 | 450 |
| **BF 422** | N | 250 | 50 | 0,83-25 | 50 - 25 | 60 |
| **BF 423** | P | 250 | 50 | 0,83-25 | 50 - 25 | 60 |
| **BF 494/495** | N | 20/20 | 30/30 | 0,3/0,3-75/75 | tipo 115-67 - 1/1 | 260/200 |

**INSERCION AUTOMATICA** **Solicite información**




Miniwatt s.a.

**división comercial** **barcelona**-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e **madrid**-4 sagasta,18 telf. 446 40 00

# Progresos en la tecnología de condensadores electrolíticos de aluminio solido

**La única forma de obtener grandes capacidades con pequeños volúmenes es con condensadores electrolíticos. Entre los condensadores electrolíticos sólidos que se utilizan para aplicaciones industriales, los de tántalo han mantenido la supremacía por su compacidad. Gracias a los recientes progresos tecnológicos en la grabación de metales, el aluminio que tiene algunas ventajas prácticas y económicas sobre el tántalo, puede ahora alcanzar esta supremacía.**

La tecnología de condensadores electrolíticos de aluminio sólido viene respaldada por varias décadas de experiencia en su fabricación. Debido a su reputación bien lograda por su fiabilidad, larga duración y resistencia a temperaturas extremas, estos condensadors han conseguido una importante posición dentro de la electrónica industrial y profesional. Los condensadores de aluminio sólido de terminales axiales serie 121, cumplen las normas CECC 30 302-001 y han sido homologados por la Compañía de Telecomunicaciones Británica, la FOA/FTL de Suecia y por el proyecto espacial Ariane. Comparándolos con los condensadores de tántalo más caros, la única desventaja es su tamaño que es mayor.

Los nuevos desarrollos de grabación del aluminio han permitido superar esta desventaja. La serie 123 de condensadores electrolíticos de aluminio sólido tiene un tamaño que es aproximadamente la mitad que los de la serie 121, siendo comparable a los condensadores de tántalo axiales con el mismo valor del producto C.V.. Además, la técnica de bobinado que se emplea en la serie 123 ofrece la posibilidad de ampliar los condensadores de aluminio sólido a una gama con valores C.V. aún más elevados, que hasta ahora habían sido de dominio exclusivo de los electrolíticos húmedos.

## CONSTRUCCIÓN

En un condensador de aluminio sólido, el elemento capacitivo consta de cinco capas (Fig. 1). La capa 1, el ánodo, es una capa de aluminio de gran pureza y con un espesor de unos 100$\mu$m. La capa 2, de la que depende críticamente la capacidad y otras propiedades eléctricas, es la superficie de la capa 1 que está profundamente grabada y oxidada; el óxido de aluminio que rellena los poros grabados es el dieléctrico. La capa 3 es una capa de dióxido de manganeso ($Mn O_2$) absorbida en una tela de fibra de vidrio que penetra e interconecta los poros. La capa 4 es similar a la capa 2 pero grabada menos profundamente y menos oxidada. La capa 5, el cátado, es la capa de aluminio en la que está grabada la capa 4.

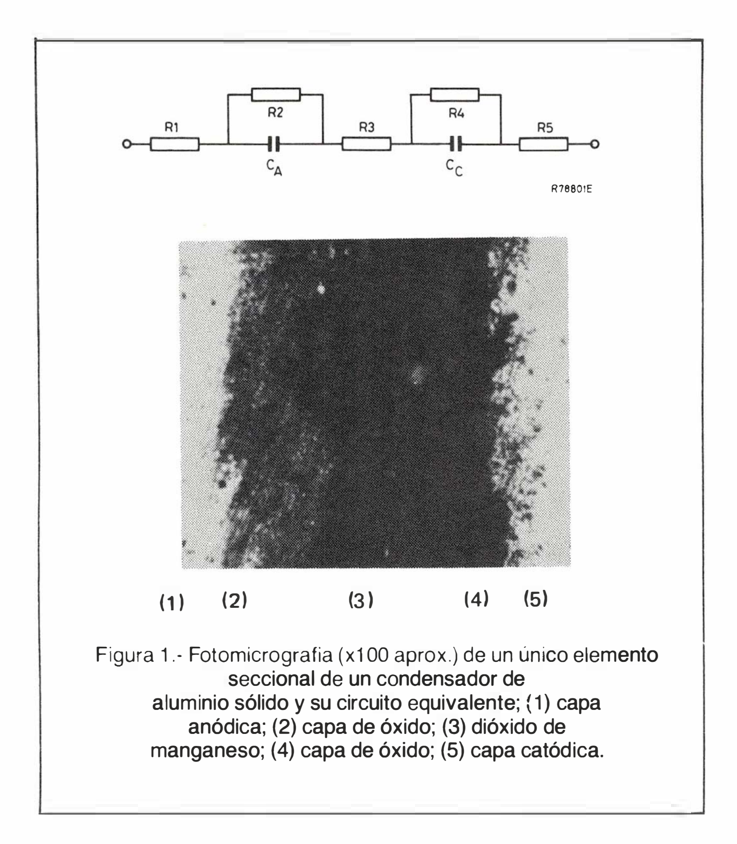
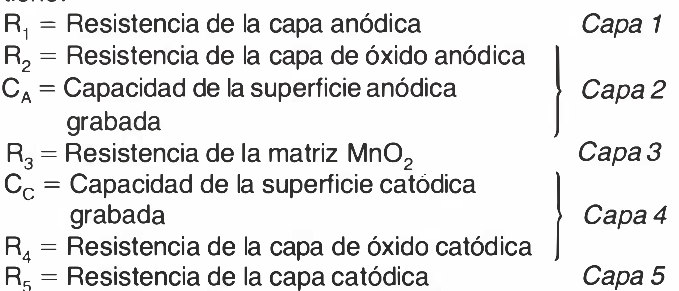



Figura 1.- Fotomicrografia (x100 aprox.) de un único elemento seccional de un condensador de aluminio sólido y su circuito equivalente; (1) capa anódica; (2) capa de óxido; (3) dióxido de manganeso; (4) capa de óxido; (5) capa catódica.

En el circuito equivalente que se observa en la figura se tiene:



$R_1$ = Resistencia de la capa anódica — *Capa 1*
$R_2$ = Resistencia de la capa de óxido anódica
$C_A$ = Capacidad de la superficie anódica grabada — *Capa 2*
$R_3$ = Resistencia de la matriz $MnO_2$ — *Capa 3*
$C_C$ = Capacidad de la superficie catódica grabada
$R_4$ = Resistencia de la capa de óxido catódica — *Capa 4*
$R_5$ = Resistencia de la capa catódica — *Capa 5*

El circuito equivalente no corresponde tan sólo a un elemento seccional, sino incluso al condensador completo.

La construcción de los condensadores de la serie 123 (Fig.2) es la misma que la de la serie 121. Las capas anódicas y el cátodo, junto con la tela de fibra de vidrio, están bobinadas sobre un eje de aluminio sólido en el que está soldada la capa anódica; el terminal del ánodo es de cobre estañado y está soldado en el extremo del eje. La conexión entre la capa catódica y la cápsula se realiza por medio de una tira de aluminio que está soldada por ambos extremos. El terminal catódico está soldado en la parte exterior de la cápsula. La experiencia demuestra que la soldadura ofrece mejores garantías de fiabilidad y estabilidad que cualquier otro método de conexión.

Para soportar las altas temperaturas que se producen durante el proceso de fabricación, (varios centenares de grados), el disco aislante que fija el extremo del ánodo en la cápsula es cerámico; por este mismo motivo se elige la fibra de vidrio como tela de separación interna.

La tabla 1 indica las capacidades, tensiones nominales y los correspondientes tamaños de la serie 123. Obsérve-

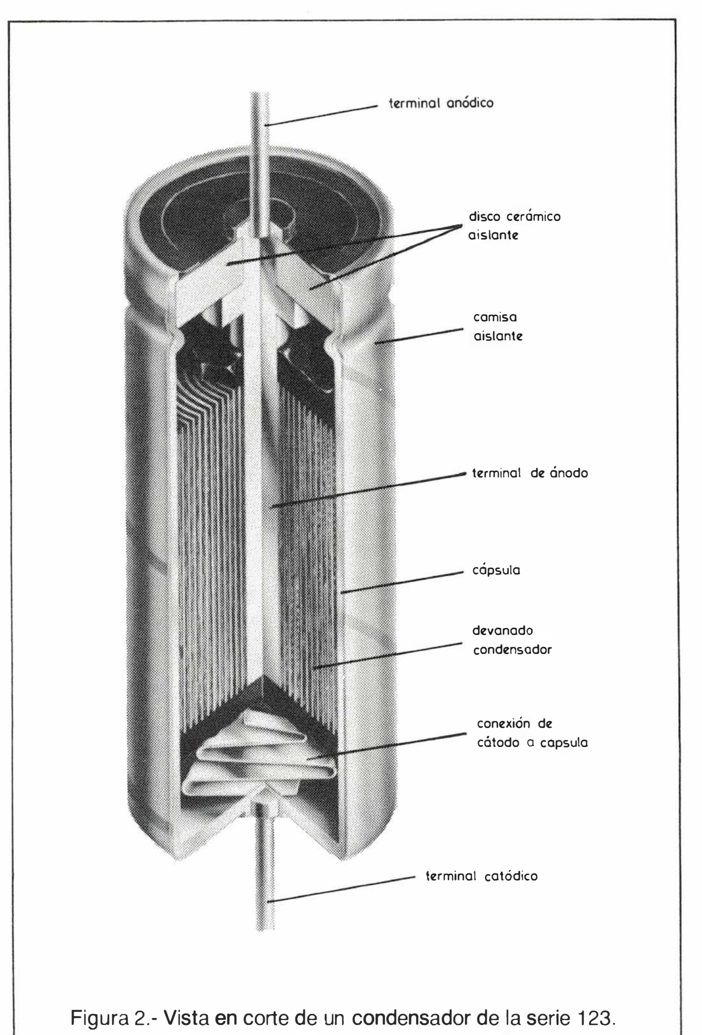



Figura 2.- Vista en corte de un condensador de la serie 123.

**TABLA 1.-**
Capacidades, tensiones nominales y tamaños del encapsulado de los condensadores de la serie 123.

| $C_{nom}$ | $U_R$ (V) | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| ($\mu$F) | 6.3 | 10 | 16 | 25 | 40 |
| 2.2 | | | | | 1 |
| 3.3 | | | | | 1 |
| 4.7 | | | | | 1 |
| 6.8 | | | | | 1 |
| 10 | | | 1 | 1 | 2 |
| 15 | | | 1 | | 2 |
| 22 | | | 1 | 2 | 3 |
| 33 | | 1 | 2 | 3 | 4 |
| 47 | 1 | 2 | 3 | 3 | 4 |
| 68 | | 2 | 3 | 4 | 5 |
| 100 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| 150 | 3 | 4 | 5 | 6 | |
| 220 | | 4 | 6 | | |
| 330 | 4 | 5 | | | |
| 470 | 5 | 6 | | | |
| 680 | 6 | | | | |
| 1000 | 6 | | | | |

**TABLA 2.-**
Dimensiones del encapsulado (véase la figura 3).

| Tamaño | $D_{nom}$ (mm) | $L_{nom}$ (mm) | $P_{min}$ (mm) |
|---|---|---|---|
| 1 | 6.5 | 17 | 20 |
| 2 | 6.5 | 22 | 25 |
| 3 | 8 | 22 | 25 |
| 4 | 10 | 22 | 25 |
| 5 | 10 | 31 | 35 |
| 6 | 12.5 | 31 | 35 |

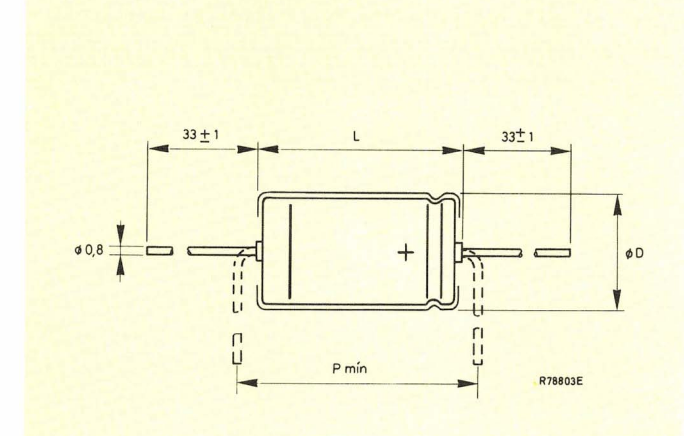



Figura 3.- Dimensionado del encapsulado de los condensadores de la serie 123; veáse la tabla 2.

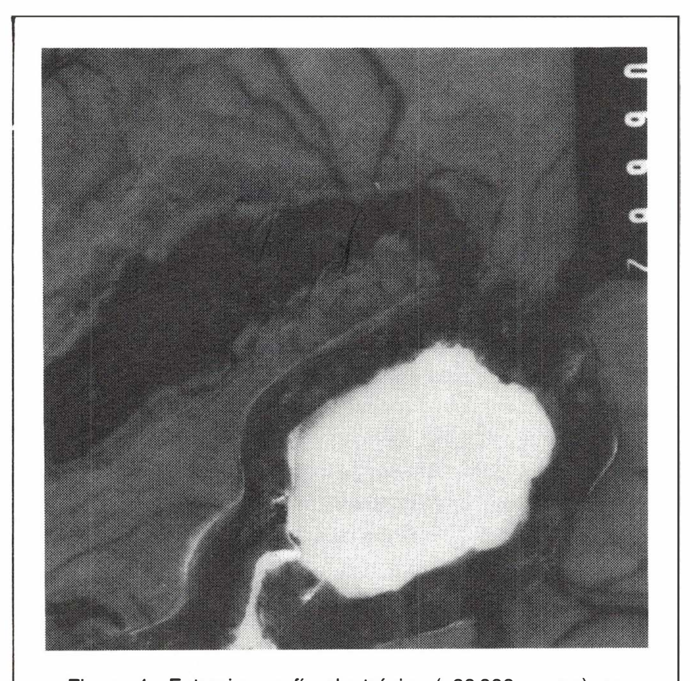


Figura 4.- Fotomicrografía electrónica (x60.000 aprox.) que muestra la capa de óxido en uno de los poros del ánodo.

se que con una tensión de 6,3 V un condensador de 1.000 $\mu$F puede tener un encapsulado del tamaño 6, mientras que con la serie 121 o con condensadores de tántalo axiales sólo se alcanzan 330 $\mu$F. La tabla 2, junto con la figura 3, indica la forma y las dimensiones de los encapsulados.

## FABRICACIÓN

Las superficies atacadas de las capas se oxidan por anodización, el espesor de las capas de óxido se regula controlando la tensión de formación.

La formación de la capa óxido reduce el tamaño de los poros (fig. 4). (Esta circunstancia debe admitirse durante el período inicial de grabación).

La capa de dióxido de magnaneso se forma por pirólisis del nitrato de manganeso. En la primera fase de la pirolisis se produce agua de cristalización:

$$Mn(NO_3)_2.4H_2O \rightarrow Mn(NO_3)_2 + 4H_2O\uparrow$$

En la segunda fase se descompone el nitrato y se oxida el magnaneso liberando dióxido de nitrógeno:

$$Mn(NO_3)_2 \rightarrow MnO_2 + 2NO_2\uparrow$$

Después de la pirólisis, la capa de óxido sobre el ánodo se modifica por medio de una corriente que circula principalmente a través de puntos de baja resistencia para unificar la capa con el espesor necesario.

La capacidad "seca" en esta etapa es visiblemente menor que la capacidad "húmeda" en el período inicial de formación. Esto se debe a que el dióxido de manganeso ocupa menos espacio que el nitrato de manganeso del que proviene, y por lo tanto hace un menor contacto con los poros (figuras 5, 6, 7). El menor contacto también aumenta la resistencia en serie del circuito equivalente (y por lo tanto la impedancia) y el ángulo de pérdidas. La pirólisis por este motivo se repite varias veces hasta que el dióxido de manganeso se deposita completamente en los poros. Esto re-

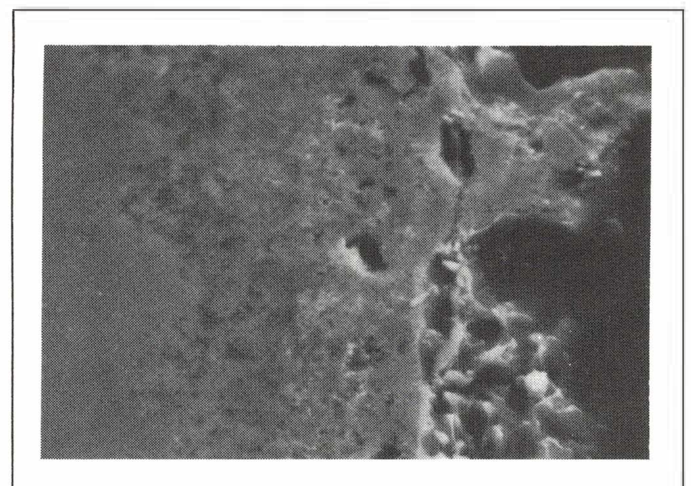


Figura 5.- Fotomicrografía electrónica (x1.600 aprox.) de una sección de la capa anódica de un condensador totalmente formado.

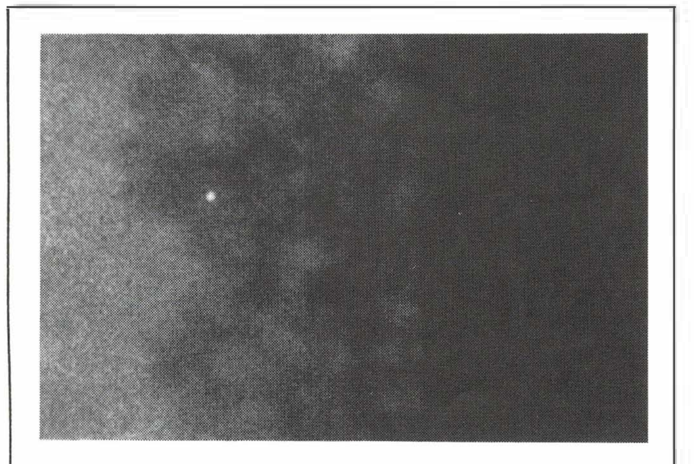


Figura 6.- Mapa de distribución elemental que muestra la distribución del aluminio en la figura 5.

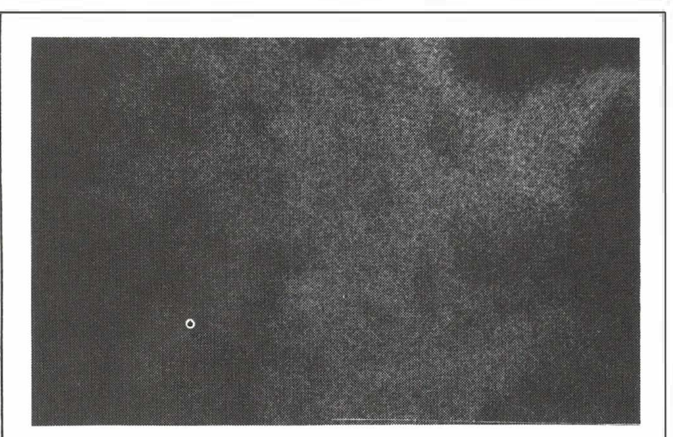


Figura 7.- Mapa de distribución elemental que muestra la distribución del manganeso en la figura 5.

quiere un control exacto de los distintos parámetros de este proceso tales como los valores de calentamiento y enfriamiento y el flujo de aire.

## CARACTERÍSTICAS

Excepto el tamaño, las características de la serie 123 son similares a las de la serie 121. Los valores de las tensiones $U_R$ son:

- la tensión de pico admisible es 1,15 $U_R$;
- la tensión inversa admisible es 0,3 $U_R$;
- la tensión de c.a. (onda senoidal de 50 a 100 Hz) es 0,8 $U_R$;

Con frecuencias superiores a 100 Hz, la tensión de c.a. admisible depende de la corriente. A medida que la impedancia decrece, el calor que se genera en el condensador limita la carga de c.a. admisible, pero a pesar de su menor tamaño, este límite es el mismo que el de la serie 121. Medidas que permitan soportar unos límites de c.a. más amplios están todavía en desarrollo.

El ángulo de pérdidas a 100 Hz es el mismo que el de la serie 121; éste depende principalmente del espesor de la capa de óxido anódica, y por lo tanto del valor de la tensión. Para radiodifusión la impedancia viene dada principalmente por el dióxido de manganeso de los poros; cuanto mayor es el grabado, mayor es la impedancia. La corriente de fugas es la misma que la de la serie 121; depende del producto C.V. y por lo tanto de la calidad de la capa de óxido.

Los condensadores electrolíticos de aluminio sólido se destacan por su gran duración; la serie 123 no es una excepción. En contraste con los condensadores de tántalo que son susceptibles de cristalizaciones, no existe ningún mecanismo conocido de ruptura intrínsica. Las características eléctricas permanecen invariables durante toda su vida. No se producen fallos catastróficos -de cortocircuito o circuito abierto-. A continuación se dan unos datos de duración con altas temperaturas que están basados en muchos años de experiencia con la serie 121 y se pueden tomar como referencia para la serie 123:

$\gg$ 20.000 h. a 125ºC
$\gg$ 5.000 h. a 150ºC
$\gg$ 2.000 h. a 175ºC

Estos condensadores pueden utilizarse con seguridad a 125ºC sin variaciones de tensión. El margen de temperaturas de funcionamiento admisibles que varía desde –80ºC a 175ºC supera todas las especificaciones conocidas de condensadores con valores del producto C.V. comparables.

## APLICACIONES Y FUTUROS DESARROLLOS

Los condensadores de la serie 123 están especialmente indicados para aplicaciones de gran duración y alta fiabilidad bajo condiciones difíciles: telefonía, aeronaútica y astronaútica, y la industria del automóvil. Como condensadores de acoplo, desacoplo, filtrado y de atenuación pueden reemplazar a los de la serie 121 con considerable ahorro de espacio y a los de tántalo con un considerable ahorro de coste. Las características de la tensión inversa y de la tensión de c.a. son muy buenas para equipos electrónicos de medición. Al contrario que los condensadores de tántalo, no precisan una resistencia de 3 $\Omega$/V para limitar la corriente.

La tecnología que se emplea en la serie 123 tiene un futuro potencial considerable; se puede esperar una ampliación de los márgenes de capacidad. Aunque los condensadores de aluminio sólido no pueden alcanzar aún la relación C.V./ volumen de los electrolíticos húmedos, su gran fiabilidad, larga duración y resistencia a temperaturas extremas, continuarán abriendo nuevos campos de aplicación a estos condensadores y el hecho de que los materiales que se utilizan para su fabricación son relativamente baratos y disponibles, seguirá proporcionándoles una ventaja de coste significante sobre los de tántalo. □

# Diseño de altavoces Hi-Fi 3ª parte

**Se estudiarán a continuación aspectos importantes en el funcionamiento de un altavoz de bobina móvil, tales como el factor Q, las suspensiones del cono, el material con el que se construyen los conos, etc...**

## AMORTIGUAMIENTO Y FACTOR Q

Las partes del altavoz que realmente convierten la energía eléctrica en mecánica son la bobina y el sistema magnético.

Una característica interesante es que el sistema magnético y la bobina se comportan como un transformador de relación Bl:1, donde B es la densidad de flujo magnético en el entrehierro y l la longitud del hilo (ver figura 26 en Vol 21, nº2). Otra característica del sistema es la posibilidad de transferir las impedancias de un lado al otro, es decir, poder pasar la impedancia eléctrica al circuito mecánico o la impedancia mecánica al circuito eléctrico. La resistencia mecánica de amortiguamiento está relacionada con la resistencia eléctrica $R_E$ por

$$R' = \frac{(Bl)^2}{R_E}$$

La inductancia en serie en un lado aparece como una capacidad en paralelo en el otro y viceversa; ésta es la diferencia básica entre la figura 35 y la figura 36 publicadas en Vol. 21, nº 2.

Un ejemplo práctico ilustra las afirmaciones anteriores. Si la impedancia eléctrica a frecuencias bajas es notable y se toca el cono, reduciendo de esta forma su movimiento, la impedancia eléctrica disminuirá como resultado del aumento de la impedancia mecánica.

Considerando los elementos transductores como adaptadores de impedancias, Bl tendrá un valor óptimo a una frecuencia baja. Normalmente el valor de Bl se ha elegido para que el altavoz mantenga la condición de control por masa por debajo de la frecuencia de resonancias. En la resonancia, donde la reactancia de la masa del cono es igual a la reactancia de la rigidez, Q es algo menor que la unidad, de lo contrario tendríamos sobre-oscilaciones. En general, se toma el valor Q algo mayor de 0,5, ($Q \geqq 0{,}5$). En algunos casos se utiliza esta sobre-oscilación para conseguir disminuir la atenuación de potencia acústica que se presenta a frecuencias bajas.

En un circuito mecánico, Q está dado por

$$Q_M = \frac{2\pi f M_M}{R_M} \qquad (29)$$

Si la resistencia predominante es la debida a la bobina, podemos escribir

$$R' = \frac{(Bl)^2}{R_E} \qquad (30)$$

y sustituyendo R' por $R_M$ en la ecuación (29) podemos obtener el Q eléctrico del circuito

$$Q_E = \frac{2\pi f M_M R_E}{(Bl)^2} \qquad (31)$$

donde

$$Bl = \sqrt{\frac{2\pi f M_M R_E}{Q_E}} \qquad (32)$$

el Q total, $Q_T$ está dado por

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_M} + \frac{1}{Q_E}$$

$$Q_T = \frac{Q_M \; Q_E}{Q_M + Q_E}$$

La bobina y el sistema magnético se dismensionarán teniendo en cuenta estas expresiones.

La aceleración de un sistema masa-resorte-resistencia como una función de la frecuencia varía con Q en la misma forma que indican las curvas de presión sonora de un altavoz en bafle infinito. Sería, por tanto, ventajoso elegir valores de Q aproximadamente iguales a la unidad a fin de conseguir una respuesta en frecuencia lo más plana posible.

Pero, como se sabe por la teoría mecánica de vibraciones Q = 0,5 corresponde a la condición de amortiguamiento crítico. Valores más altos de Q originan un movimiento oscilatorio que es perjudicial para la respuesta a transitorios.

En el cálculo del valor óptimo de Bl se ha considerado la resistencia eléctrica de la bobina $R_E$, sin tener en cuenta la resistencia de salida del amplificador, $R_g$ que está en serie con $R_E$ (ver figura 35 en Vol 21, nº 2). Ya que $R_g$ es varias veces más pequeña que $R_E$, se puede tener fácilmente un gran factor de amortiguamiento. Dicho factor es la relación entre la impedancia de carga y la impedancia de la fuente. Con los modernos amplificadores de potencia de estado sólido, un factor de amortiguamiento de 200 es bastante normal. Factores de amortiguamiento de tal magnitud suponen resistencias de salida del amplificador del orden de décimas de ohmio. Es importantísimo que los cables del altavoz no reduzcan significativamente el factor de amortiguamiento ya que éste es vital en el control de la respuesta a transitorios.

Una consecuencia interesante del efecto de la resistencia de la fuente se muestra en la figura 47. Las dos curvas de respuesta corresponden a un woofer típico de 5 pulgadas en una caja de siete litros llena de lana de vidrio. Una curva muestra la respuesta para una tensión de entrada constante y la otra para una intensidad de entrada constante. La condición de tensión constante corresponde a una fuente de resistencia nula mientras que la condición de corriente constante corresponde a una resistencia muy elevada tendiendo en el límite a infinito.

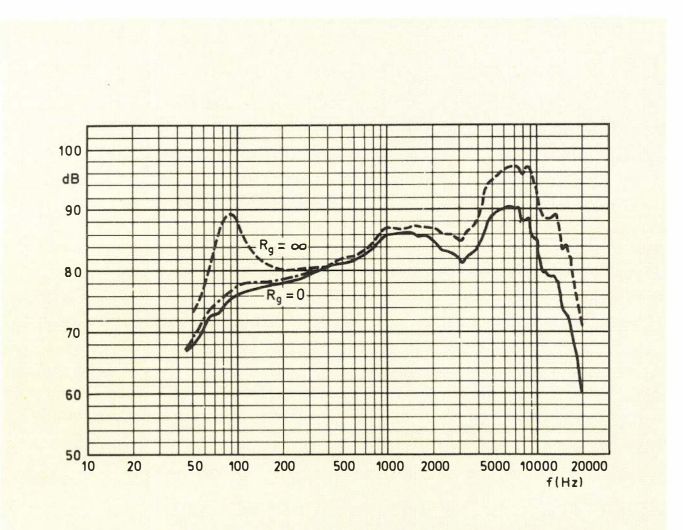



Figura 47. Efecto de la variación de la resistencia de la fuente en la respuesta del altavoz. Línea a trazos, condición de corriente constante, $R_g = \infty$; línea continua, condición de tensión constante, $R_g = 0$; línea de cadena de puntos, respuesta con un amplificador típico.

El efecto de variación de la resistencia $R_g$ de la fuente entre cero e infinito se aprecia claramente en la figura 47, un alto valor de Q corresponde a un valor de $R_g$ elevado.

En los amplificadores actuales los valores de $R_g$ suelen ser de décimas de ohmios, lo que corresponde a un generador de tensión casi ideal. La figura 47 muestra este caso real.

## CONOS DE ALTAVOCES

En el tramo ascendente de la curva de $R_{MA}$ (fig. 33 en Vol 21, nº 2) se puede asegurar de forma razonable que los conos trabajan substancialmente como pistones rígidos. Esto no sucede para frecuencias más altas donde el tamaño del cono puede ser comparable o mayor que la longitud de onda, y debe considerarse la propagación de la onda longitudinal por el material del cono.

En estas condiciones, las distintas superficies del cono se mueven con diferentes amplitudes, este efecto es asimilable a un simple cono de altavoz que funciona en un ancho margen de frecuencias con una pendiente de 12 dB/octava, como se muestra en la figura 39 (Vol 21, nº 2) para el pistón rígido.

Suponiendo que la onda se atenúa según avanza por el cono, se puede comprobar que el diámetro efectivo del cono decrece a medida que aumenta la frecuencia. Por encima del codo de la curva de $R_{MA}$ (fig. 33 en Vol 21, nº 2), $R_{MA}$ es proporcional al cuadrado del diámetro efectivo del cono (ver ecuación 26 en Vol 21, nº 2). Ya que la masa del cono $M_M$ es también proporcional al cuadrado del diámetro del cono, se puede determinar la energía radiada a partir de las ecuaciones 27 y 28 (Vol 21, nº 2):

$$W_A = v^2 R_{MA} \Longrightarrow W_A = cte \cdot \frac{1}{d^4} d^2 = \frac{1}{d^2}$$

Por lo tanto, a altas frecuencias, el pequeño diámetro del cono tiende a incrementar la potencia radiada y a compensar de esta forma la condición que se muestra en la figura 39 para un pistón rígido. La relación del diámetro efectivo del cono se muestra en la figura 48. Como el cono es más rígido en el vértice que en la base, la propagación de las ondas longitudinales es más rápida en el vértice que en la base y, por lo tanto, la longitud de onda es más grande en el cono que en la base. Se puede aplicar el mismo razonamiento a la parte ascendente de la curva $R_{MA}$. Por debajo del codo, $R_{MA}$ es proporcional a la cuarta potencia del diámetro, ver ecuación 23 en Vol 21, nº 2, mientras que $M_M$ es proporcional al cuadrado del diámetro del cono, con lo que se puede escribir

$$W_A = v^2 R_{MA} \Longrightarrow W_A = cte \cdot \frac{1}{d^4} d^4 = cte$$

Así, para una determinada fuerza aplicada y un material adecuado para el cono, la energía radiada es independiente del diámetro para bajas frecuencias.

En general, el cono del altavoz debe tener una alta relación rigidez/peso y un grado razonable de rozamiento interno. El cono debe recuperarse rápidamente después de la aplicación de una señal y, por lo tanto, es importante la elasticidad del material. El efecto de histéresis debido a una pobre recuperación tiene lugar cuando el rozamiento interno es alto comparado con la rigidez. La histéresis empeora la respuesta en frecuencias y también la respuesta a transitorios y se produce distorsión.

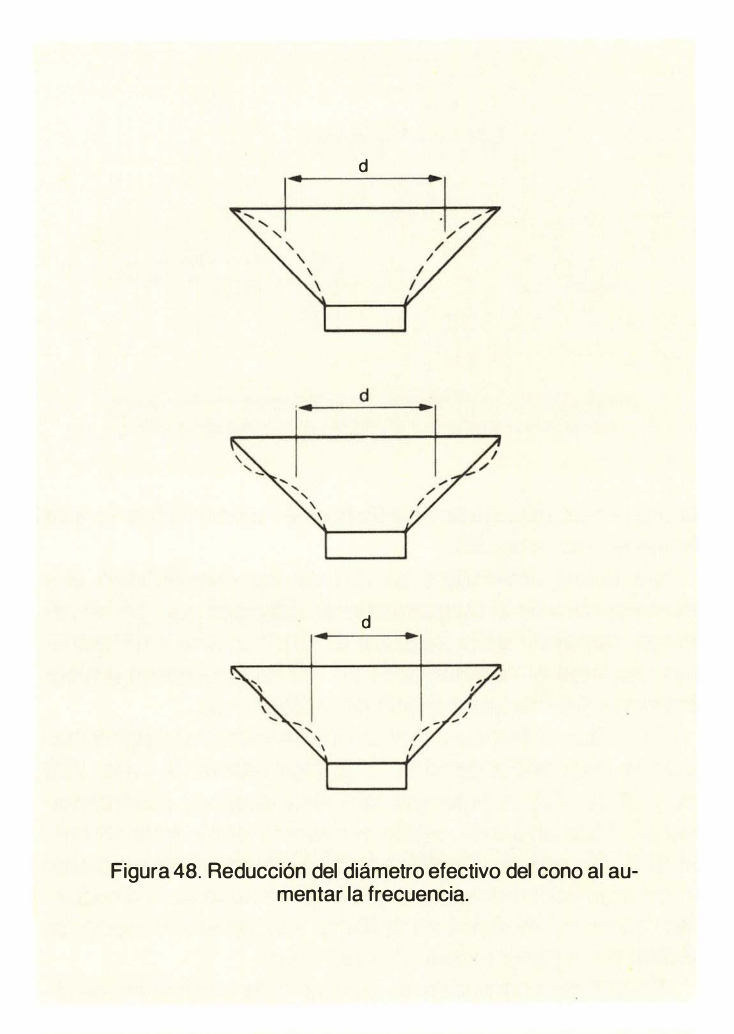



Figura 48. Reducción del diámetro efectivo del cono al aumentar la frecuencia.

## SUSPENSIONES DEL CONO

Los requisitos que deben cumplir las suspensiones del cono son:

- Proveer de un soporte flexible al borde del cono.
- Sellado del recinto.
- Ser completamente no resonante.
- Absorber las ondas de alta frecuencia que ascienden por el cono.

Normalmente, el material empleado en la suspensión del cono debe ser extraordinariamente dúctil, flexible, tener alta densidad y un coeficiente de fricción elevado. Muy pocos materiales pueden aceptarse como válidos para cumplir con exactitud esta misión. Revestimientos acrílicos en espuma de poliuretano, tejidos y polivinilos plastificados se han utilizado en uno y otro momento.

En las investigaciones para obtener mayor ancho de banda, mayor eficiencia, mínima distorsión y mejor respuesta a los transitorios serán probados en el futuro muchos nuevos materiales. Una de las últimas y más acertadas elecciones ha sido la goma butílica.

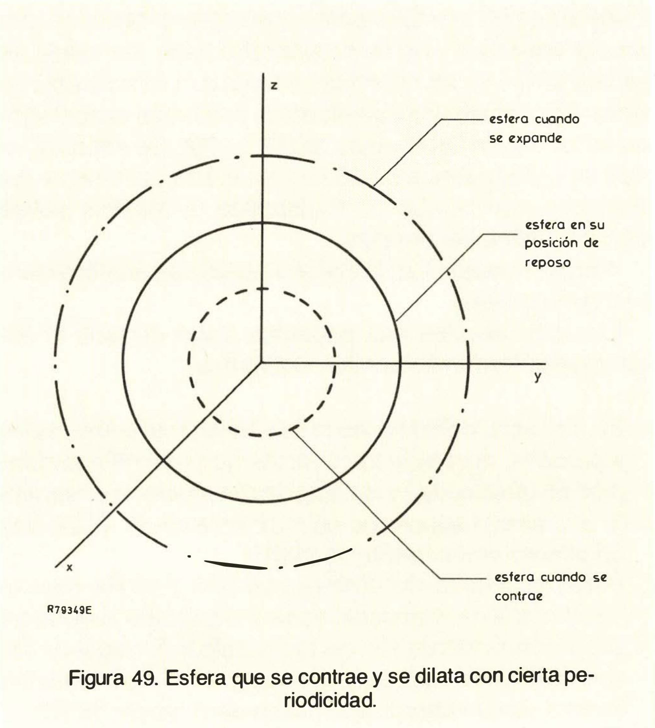



Figura 49. Esfera que se contrae y se dilata con cierta periodicidad.

## DIRECTIVIDAD

Imaginemos una esfera que se contrae y se dilata con una cierta periodicidad (Fig. 49). Si nos colocamos a la derecha, a la izquierda, en frente o detrás, recibimos siempre la misma intensidad sonora y decimos que la esfera pulsante es una fuente sonora omnidireccional (radiador isotrópico). Si actuamos de igual forma considerando un altavoz como fuente sonora, veremos que la intensidad del sonido es máxima en el eje principal de radiación y que, a me-

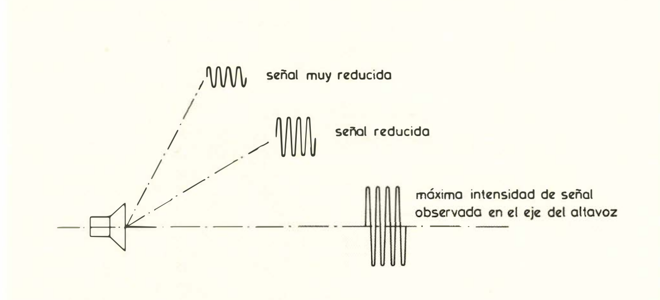



Figura 50. La intensidad de las señales de alta frecuencia disminuye al aumentar el ángulo con el eje del altavoz.

dida que nos separamos de dicho eje, la intensidad sonora decrece. Ver la fig. 50.

Un factor importante dentro de los que definen una fuente sonora es el diagrama de directividad que, como veremos, depende de la frecuencia. El diagrama de directividad describe el comportamiento del altavoz como emisor de ondas sonoras en función de la dirección.

En la figura 44 (Vol 21, nº 2) puede verse que, por debajo de la frecuencia donde r ≈ 2, (normalmente entre 700 Hz y 3000 Hz) la potencia acústica decrece progresivamente. Para un pistón rígido el decrecimiento está situado entre 6 dB/octava y 12 dB/octava. Esto es más apreciable en los lados del altavoz que en el eje a causa de la directividad, como se muestra en la figura 48, debido al efecto de bocina de la parte más ancha del cono.

En la figura 51 podemos ver distintos diagramas de directividad del mismo altavoz para diferentes frecuencias. El altavoz se ha montado sobre una mesa giratoria en una cámara anecoica y no se ha utilizado bafle. La salida se graba a través de un micrófono mientras el altavoz está girando. Para el altavoz estudiado se producen cancelaciones acústicas en los ángulos de 90º y 270º. De especial interés es el diagrama a 5.000 Hz que indica claramente las direcciones en la que es transmitida la máxima salida acústica a altas frecuencias.

A bajas frecuencias, la señal de salida es prácticamente omnidireccional.

Las conclusiones que podemos sacar de todo lo expuesto anteriormente, son las siguientes:

1. En una sala, debido a las reflexiones en el suelo, techo y paredes, las bajas frecuencias no presentan problemas de directividad y la posición del oyente con respecto a la fuente sonora no es muy importante. (Sólo hay un altavoz como fuente sonora).
2. Para frecuencias del orden de 10 kHz a 15 Hz, mantener un nivel de intensidad sonora adecuado supone no separarnos más de 15º del eje principal. En algunos casos, podemos conseguir un buen nivel de intensidad sonora con un ángulo que nunca será mayor de 30º.

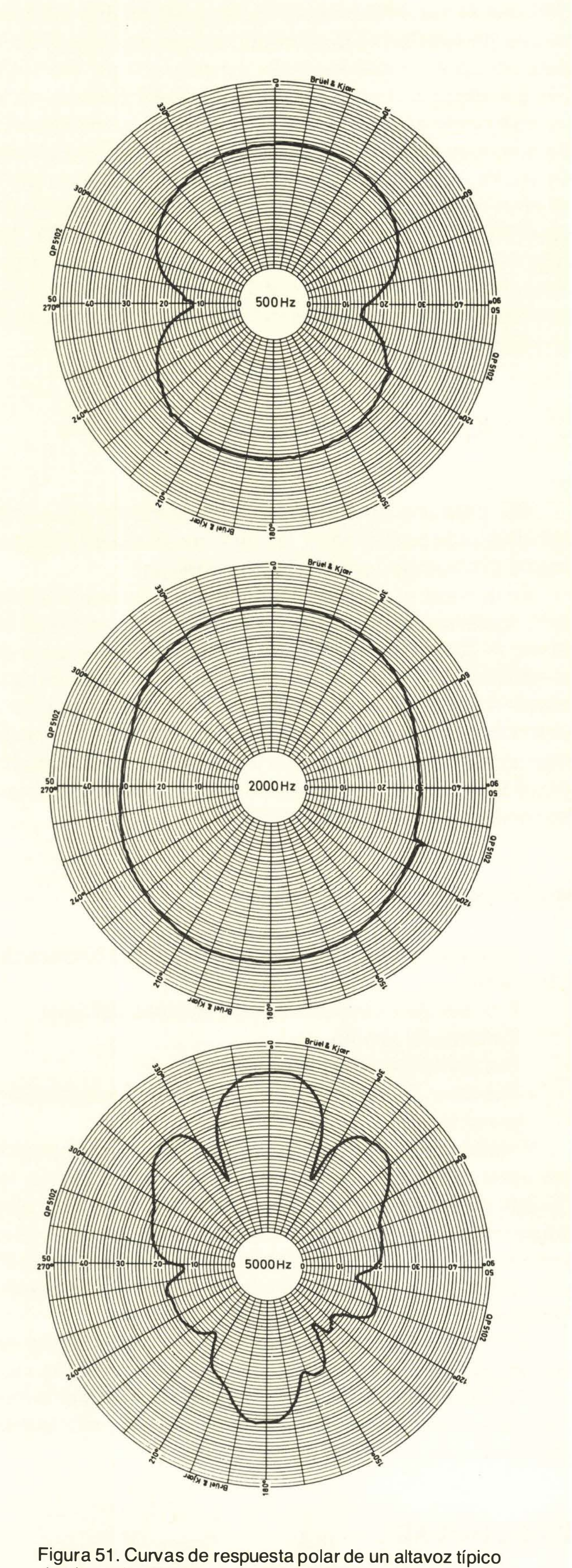



Figura 51. Curvas de respuesta polar de un altavoz típico de alta calidad para diferentes frecuencias. Obsérvese la caída en la salida a 90º y 270º en la curva de 500 Hz debido a la cancelación acústica.

## ALINEALIDAD Y DISTORSIÓN

La distorsión de amplitud es causada por falta de linealidad en el sistema de suspensión y también por la falta de

rigidez del cono. A estos efectos debe sumarse la falta de uniformidad del campo magnético así como los cambios de inductancia eléctrica de la bobina cuando se mueve dentro del campo magnético.

La acción de la suspensión debería ser lineal para la máxima excursión del cono ya que su movimiento es directamente proporcional a la fuerza aplicada. Ambas condiciones son difíciles de conjugar para grandes desplazamientos del cono. La figura 52 muestra su desplazamiento montado en un bafle infinito para tres altavoces de 8, 10 y 12 pulgadas respectivamente en función de la frecuencia.

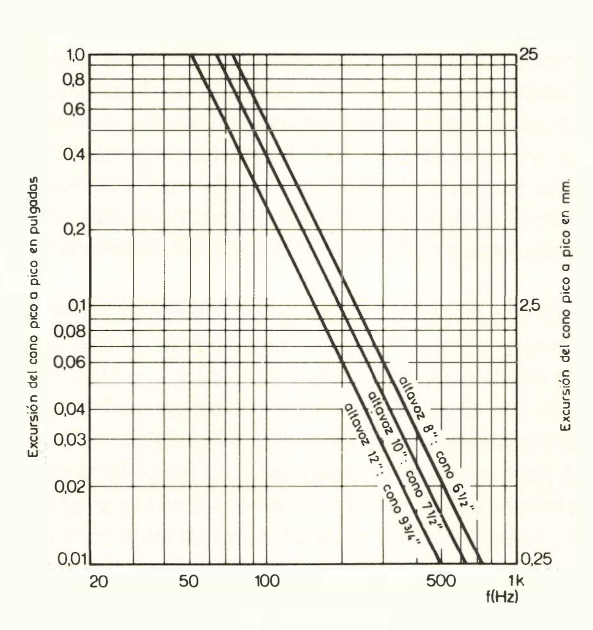



Figura 52. Excursiones del cono de altavoces de 8, 10 y 12 pulgadas montados en un bafle infinito y radiando 1 vatio acústico en cada lado.

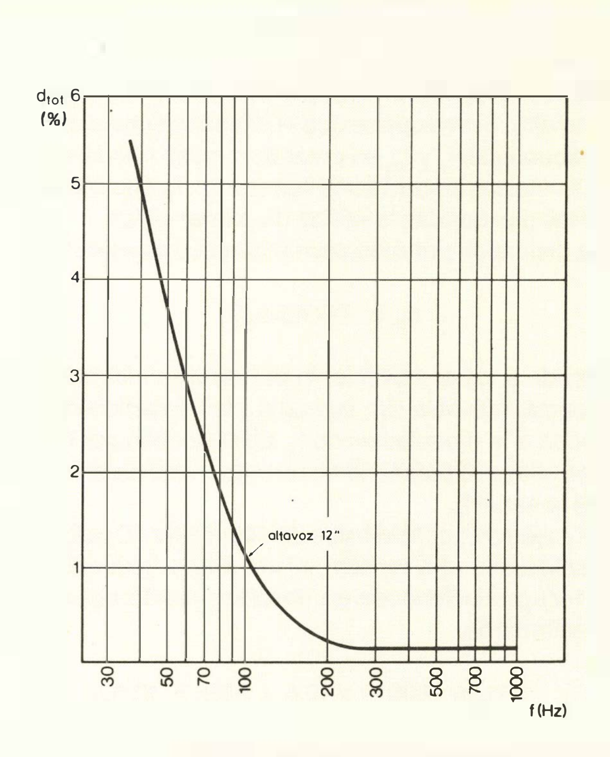



Figura 53. Distorsión típica en función de la frecuencia para un altavoz de alta calidad para una entrada de un vatio.

Muchos altavoces utilizan para la fabricación del cono pasta de papel moldeada; este material suele ser alineal si es demasiado delgado. Doblando la anchura del cono se reduce la eficacia pero también se reduce la distorsión en la mayor parte del margen de frecuencias. La distorsión de un altavoz de 12 pulgadas, banda ancha, se muestra en la figura 53.

Si el campo magnético donde se mueve la bobina no es uniforme, el movimiento del cono tampoco lo será. Se emplean dos métodos para compensar estas alinealidades. Como se muestra en la figura 54, se utiliza una bobina corta para evitar que ésta se mueva en las franjas laterales del entrehierro. Si se utiliza una bobina larga, uno de los extremos de la bobina se mueve en una zona de alta densidad de flujo y el otro extremo se mueve en una zona de baja densidad de flujo de forma tal que el producto (vueltas por flujo) permanece constante.

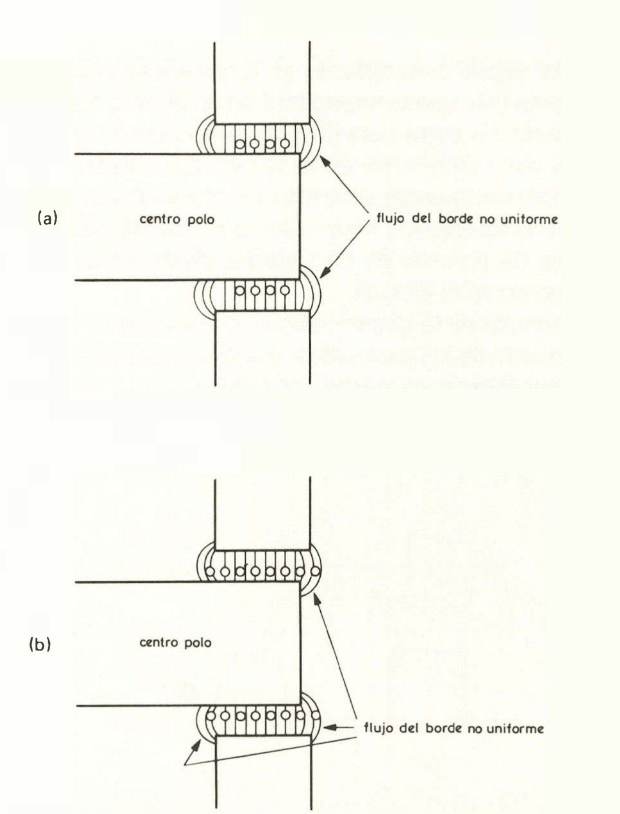



Figura 54. Métodos de reducir la distorsión de amplitud debida a la no uniformidad de la densidad de flujo en el entrehierro. (a) Bobina móvil corta, (b) bobina móvil larga.

En todo este estudio sólo se ha considerado la distorsión de amplitud, pero también aparece la distorsión de intermodulación cuando un tono bajo, que origina un gran desplazamiento del cono, se produce al mismo tiempo que un tono alto. Si se supone que el espectro tiene solamente dos frecuencias $f_1$ y $f_2$, se crearan nuevas frecuencias $f_1 \pm f_2$, $f_2 \pm f_1$, etc. las más importantes son $f_2 \pm f_1$, que corresponden a las dos bandas laterales de primer orden.

La distorsión por modulación puede expresarse por

$$d_m = 0{,}0013\ s_1 f_2$$

Donde $s_1$ es el movimiento del cono en milímetros a la frecuencia más baja ($f_1$), siendo ($f_2$) la frecuencia más alta sometida a la modulación de $f_1$. La distorsión por modulación se puede expresar como un porcentaje de la de amplitud de la señal $f_2$.

Por ejemplo, considérese un altavoz de 10 pulgadas al que aplicamos una tensión eficaz a una frecuencia baja (800 Hz) produciéndose un desplazamiento del cono de 12,5 milímetros,

$$d_m = 0{,}0013 \times 12{,}5 \times 800 = 13\ \%$$

La distorsión de amplitud es también proporcional a la amplitud de movimiento del cono, por lo que es importante reducir todo lo que sea posible dicho movimiento.

La distorsión total es la media cuadrática de la distorsión de amplitud y de la distorsión por intermodulación,

$$d_{Tot} = \sqrt{d_a^2 + d_m^2}$$

Otro aspecto importante es la respuesta a transitorios que no es más que la capacidad de un altavoz a responder a un pulso de corta duración sin distorsión en la forma de onda y particularmente sin la adición de otras frecuencias. Una buena respuesta a transitorios requiere una respuesta plana en frecuencia y fase, estas dos condiciones son muy difíciles de obtener en un sistema electromecánico complejo como es el altavoz.

Después de la desaparición del pulso de excitación, el movimiento de los elementos, excitados por la bobina pero no necesariamente unidos con rigidez a ella, continuan oscilando a su frecuencia propia. (véase la figura 55).

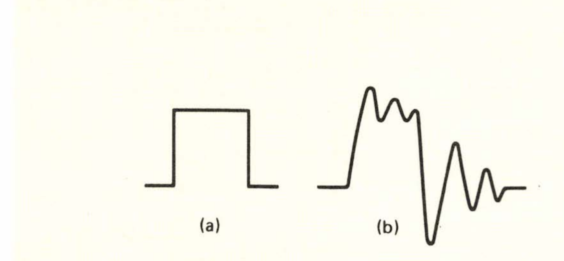



Figura 55. Respuesta del cono a transitorios. (a) Impulso de entrada, (b) movimiento del cono.

## SISTEMAS DE VARIAS VIAS

Los sistemas de altavoces de varias vías tienen las siguientes ventajas:

a) Curva de respuesta en potencia más plana porque cada altavoz está diseñado para trabajar en la zona de control por masa. (Fig. 33, Vol 21, nº 2). Solapando adecuadamente las curvas de respuesta de la potencia radiada en función de la frecuencia de los tres altavoces, puede obtenerse una banda más ancha en la cual la respuesta es plana. (Fig.56).

b) Alta capacidad de manejo de potencias porque el espectro de frecuencias se divide entre los varios altavoces; de esta forma, la combinación es capaz de soportar más potencia que un sólo altavoz.

c) Mejor diagrama polar porque cada altavoz trabaja en la región donde la longitud de onda es grande comparada con las dimensiones del altavoz. De este modo cada altavoz puede ser considerado como una fuente sonora puntual. Sólo en las frecuencias de cruce pueden aparecer problemas, ya que en cada punto de la sala de audiciones donde las distancias a dos altavoces operando a la misma frecuencia difieran en una semilongitud de onda, la presión sonora a esta frecuencia disminuirá considerablemente.

El diseño de la red divisora de frecuencias o filtro debe ser siempre realizado experimentalmente. El uso indiscriminado de fórmulas para hallar los valores de las inductancias y de las capacidades para conseguir las frecuencias de cruce y las impedancias de entrada y salida adecuadas, no son todo lo satisfactorias y exactas que cabría esperar. Generalmente, la impedancia de salida de los amplificadores de audio suele ser de valores cercanos a cero y la impedancia de los altavoces es compleja. Un sistema de cálculo aproximado con ajuste final suele dar buenos resultados.

Para reducir las dimensiones de las inductancias de los filtros se pueden utilizar núcleos de ferrita pero para ello hay que tener en cuenta dos importantes aspectos, histéresis y saturación.

Si no se tiene en cuenta el fenómeno de histéresis en todos los puntos del desarrollo podemos llegar a tener una pérdida importante en la calidad del sonido. En cuanto a la saturación, debemos considerar que una potencia elevada sobre una carga de ocho ohmios, implica una corriente de varios amperios que puede llegar fácilmente a saturar el núcleo de la ferrita.

## IMANES DE ALTAVOZ

La ecuación (31) demostraba que el Q del altavoz varía inversamente proporcional al cuadrado de Bl, producto de la densidad de flujo en el entrehierro y a la longitud del arrollamiento de la bobina. Por lo tanto el rendimiento está más o menos relacionado con la densidad de flujo en el entrehierro, y para obtener un altavoz con un buen rendimiento se precisa un imán potente.

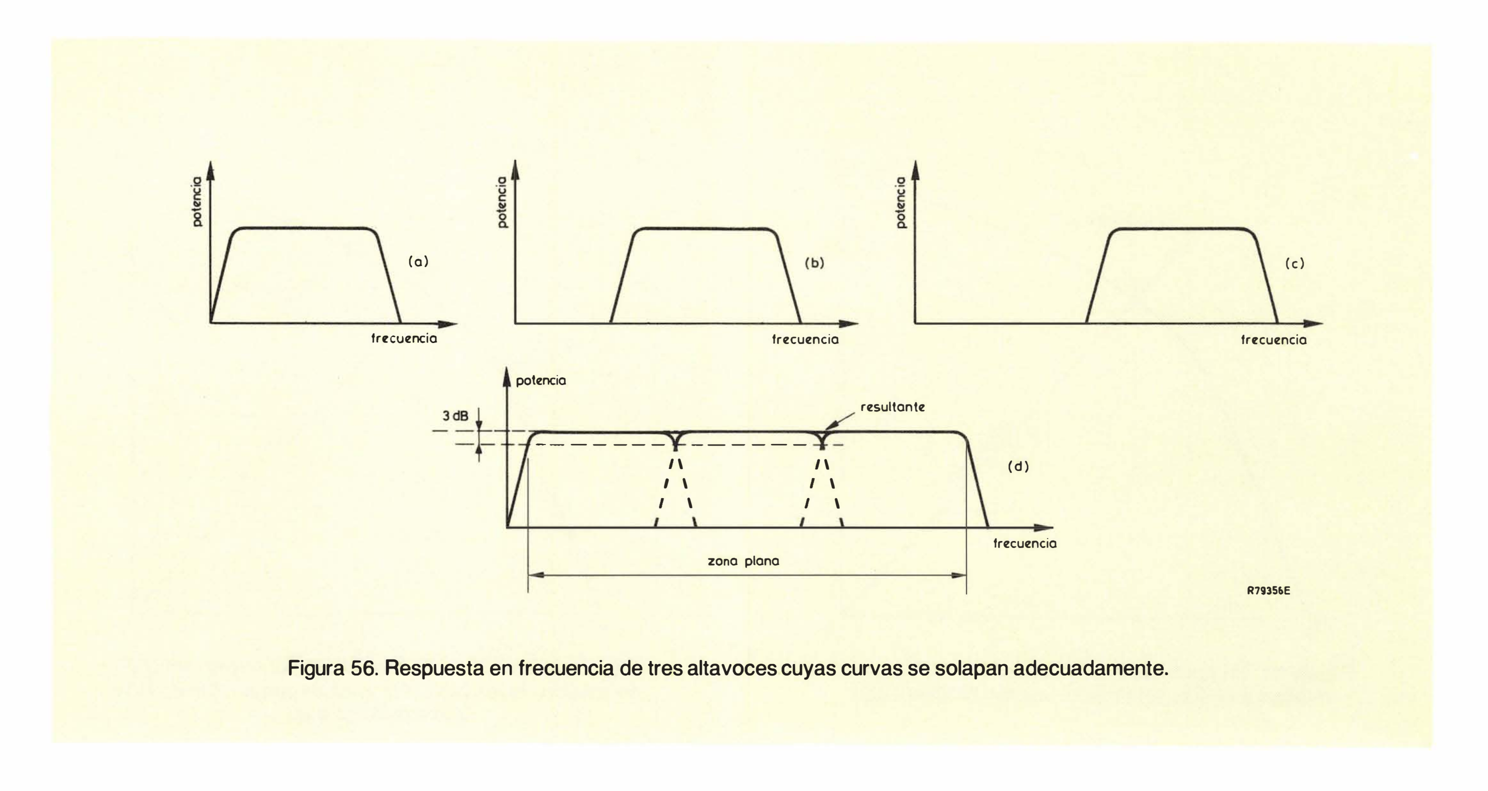



Figura 56. Respuesta en frecuencia de tres altavoces cuyas curvas se solapan adecuadamente.

Figura 57. Curva de desmagnetización con las líneas del producto BH constante y curva energía-producto BH.

La clásica curva B-H no interesa en este caso, puesto que estamos hablando de imanes permanentes. Para nuestro estudio es más conveniente utilizar las curvas de la figura 57. El producto BH indica la energía en el material para un valor dado de B, y el valor máximo del producto BH en la curva de desmagnetización representa el punto operativo ideal del material magnético bajo condiciones estáticas. Para realizar una operación estable del sistema de imán, el cual es una combinación del imán y del entrehierro, el punto de operación debería elegirse un poco por encima de la curva de desmagnetización. Esto se muestra en la figura 58.

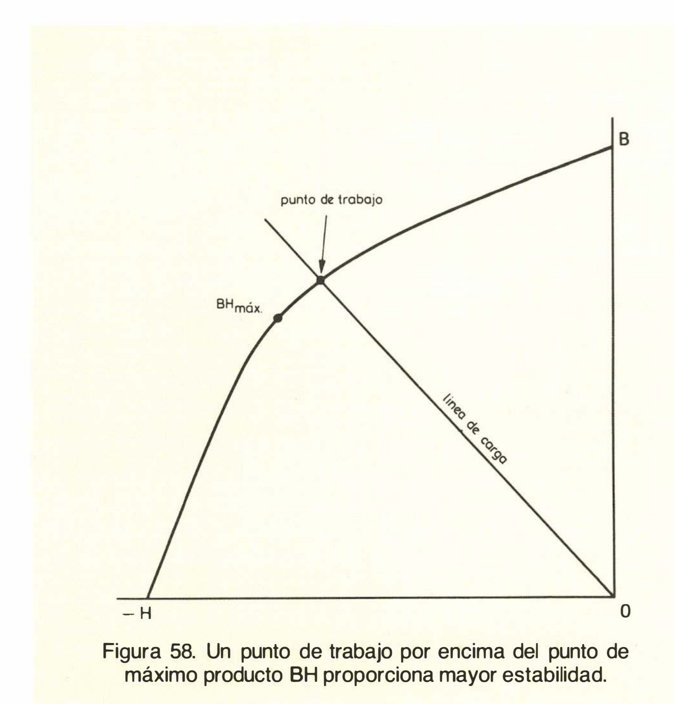



Figura 58. Un punto de trabajo por encima del punto de máximo producto BH proporciona mayor estabilidad.

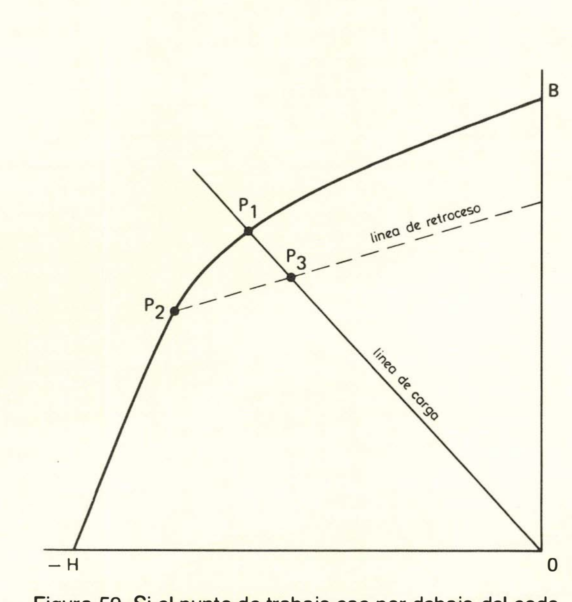



Figura 59. Si el punto de trabajo cae por debajo del codo de la curva, éste vuelve a la línea de carga a través de la curva de retroceso.

En condiciones prácticas, la desmagnetización del material no es constante y la variación de la densidad del flujo sigue una línea llamada línea de retroceso. Esto se muestra en la figura 59.

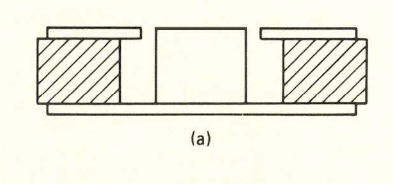
El punto de trabajo $P_1$ puede caer por debajo del codo de desmagnetización, hasta $P_2$, por causa de un campo de desmagnetización externo, de un incremento del entrehierro, o de una disminución de temperatura que modifique la curva de desmagnetización. Así, cuando vuelvan a cumplirse las condiciones previas, el punto de trabajo se desplazará de $P_2$ a $P_3$ siguiendo una línea de retroceso paralela en parte a la curva de desmagnetización. Los valores de B y BH serán menores en $P_3$ que en $P_1$, y para evitar ésto y tener un margen de seguridad, $P_1$ deberá elegirse algo por encima del codo pero sin perjudicar demasiado al producto BH; con el único objetivo de recuperar el producto BH se empleará un imán grande. Gran variedad de materiales magnéticos se usan para imanes de altavoz; entre los más populares están los de Ferroxdure y los de Ticonal.

El Ferroxdure está elaborado a partir de una forma especial de óxido de hierro en polvo, el cual ha sido prensado y sintetizado. El Ticonal puede contener todos o varios de los siguientes materiales: titanio, cobalto, níquel, hierro, aluminio y cobre. Los imanes de Ticonal están hechos en molde. Las principales diferencias entre estos materiales consisten en que, mientras los imanes de Ferroxdure están caracterizados por una gran coercitividad y resistividad, los imanes de Ticonal poseen unos valores elevados de magnetismo remanente y producto energético.

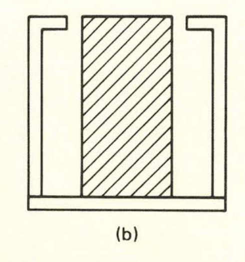
Para un entrehierro dado, la longitud del imán es proporcional a H, y el área de la sección es proporcional a B. Así, hay dos configuraciones básicas:

Ferroxdure - sección larga, longitud pequeña.
Ticonal - sección pequeña, longitud grande.
Esto se muestra es la figura 60.

En base a los intentos enfocados a reducir los recintos en los sistemas de altavoz domésticos actualmente los altavoces con imanes de Ferroxdure están aumentando en popularidad. Estos también tienen la ventaja importante de ser más baratos. Una ventaja del imán de Ticonal es su baja pérdida en el campo externo; ésto es importante a tener en cuenta cuando el altavoz se monta cerca del tubo de imagen de un receptor de televisión en color. ▭



(a)



(b)

Figura 60. Configuración del sistema de imán usado normalmente. (a) Imán de Ferroxdure. (b) Imán de Ticonal.

*Con este artículo concluimos el estudio del altavoz en sí mismo. En posteriores artículos de esta revista trataremos con detalle los sistemas de altavoces herméticamente cerrados, los filtros de cruce, especificaciones, medidas y acústica de las salas de audición.*

# Nuevo transistor de desviación de lineas: BU508A

## INTRODUCCIÓN

El nuevo transistor de desviación de línea, BU508A, tiene unas características únicas que no presentaban las generaciones anteriores de este tipo de transistor.

Su predecesor es el bien conocido BU208A, utilizado ampliamente por diseñadores de circuítos de desviación y copiado por muchos competidores.

Nuevas tecnologías de difusión y encapsulado han permitido el diseño del nuevo transistor. Sin embargo, la principal diferencia entre el BU508A y el BU208A radica en que el nuevo diseño tiene un encapsulado de plástico (SOT93A) lo que reduce en gran manera el costo de montaje debido a la posibilidad de uso de un clip. Este artículo trata toda la información referente al nuevo transistor.

## ASPECTOS TECNOLÓGICOS DEL CRISTAL

Para desarrollar un transistor de alta tensión con encapsulado de plástico es necesario que el cristal esté pasivado con vidrio.

El "antiguo" método de construir transistores de alta tensión consiste en el tallado simple de la unión, que se muestra en la figura 1. La pendiente del extremo y la permisividad del material de revestimiento provocan la adecuada curvatura de las líneas de potencial (las líneas de potencial están alejadas entre sí la distancia correcta).

Esta clase de técnica de pasivado es adecuada para temperaturas de la unión de hasta 115º C y restringida únicamente a encapsulados de metal. El extremo agudo impide métodos de montaje automático y lo que es peor, no hay capa protectora en la unión, de tal forma que este sencillo corte de la unión no es adecuado para encapsulados de plástico.

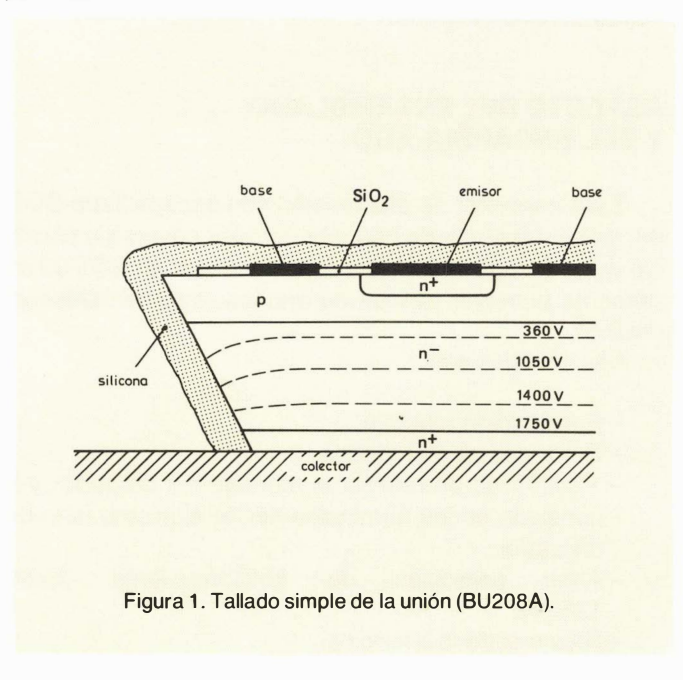



Figura 1. Tallado simple de la unión (BU208A).

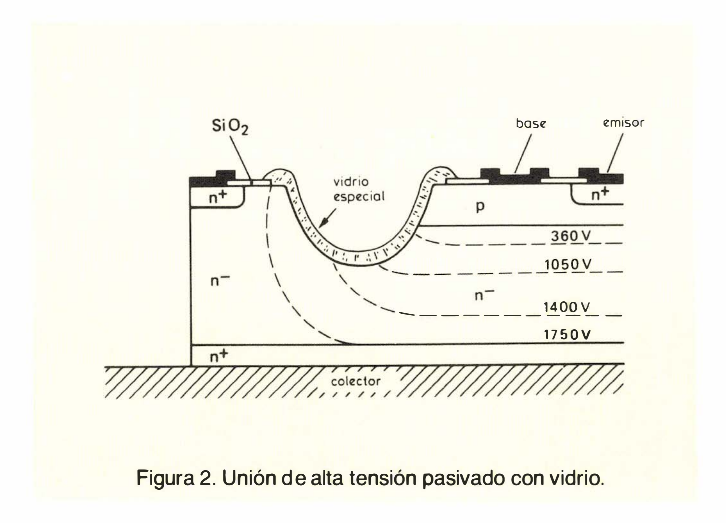



Figura 2. Unión de alta tensión pasivado con vidrio.

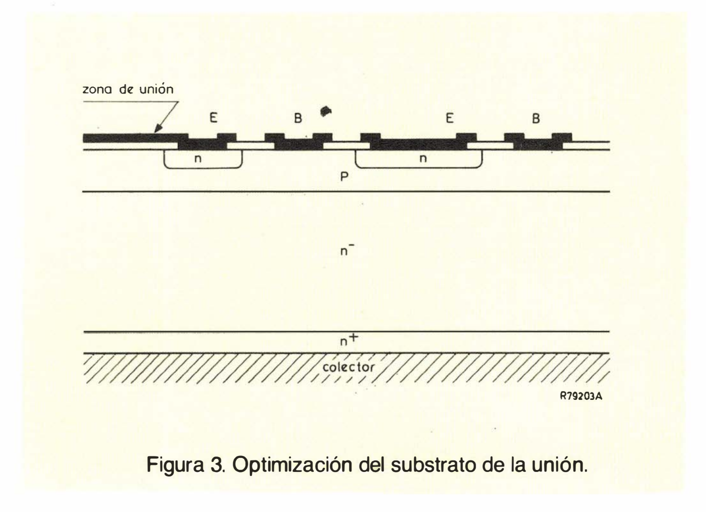



Figura 3. Optimización del substrato de la unión.

Una unión pasivada por vidrio resuelve los problemas anteriores. La gruesa capa de cristal de 20 $\mu$m de cristal duro (ver figura 2) protege la unión de las influencias ambientales, y de esta forma es posible encapsular el cristal con plástico. Debido al cristal estable, decrecerán las corrientes de pérdidas y a largo plazo aumentará la estabilidad, incluso para altas temperaturas de la unión.

Las temperaturas máximas que se pueden alcanzar ahora son de 150º C.

El transistor BU508A pasivado con vidrio, presenta entonces una corriente de pérdida más baja, mayor estabilidad y temperatura máxima de la unión más alta comparado con el BU208A. El diseño de la máscara del BU508A se ha mejorado con respecto a versiones anteriores con una zona de contacto grande y construída de tal forma que no produce "colas" de conmutación en el corte como se ve en la figura 3, el substrato de la unión se ha dividido en una parte activa y otra no activa. La parte activa tiene aproximadamente el mismo tamaño que en la unión del emisor de tal forma que la conmutación tendrá lugar en el mismo tiempo.

Las características tecnológicas que se acaban de mencionar hacen que el BU508A tenga una conducta térmica y eléctrica superior.

## ASPECTO DEL ENSAMBLADO Y DEL ENCAPSULADO

Este transistor de alta tensión con encapsulado SOT-93, se ha desarrollado para economizar costos sin sacrificio de su comportamiento o de la fiabilidad. El SOT-93 representa el mayor avance de encapsulado hermético en plástico.

Las ventajas son:

- Facilidad de montaje.
- Bajos costos de montaje.
- Posibilidad de realizar el montaje del disipador y la conexión de los terminales desde el mismo lado del disipador.
- Altas potencias de funcionamiento (hasta 125 W).
- Baja resistencia térmica.
- Menos espacio requerido en aplicaciones sin disipador.

Este artículo describe el proceso de fabricación de transistores SOT-93.

La forma de soldar el cristal semiconductor a su cabezal tiene una gran influencia en la SOAR del transistor acabado.

El cristal de un transistor convencional se suelda "blandamente" a su cabezal. Este método introduce inevitablemente burbujas de aire en la unión del cabezal con el cristal.

El cristal BU508A es unido por aleación al cabezal. De esta forma se eliminan las burbujas de aire y resulta una resistencia térmica reducida entre el cristal y su base de montaje. La unión por aleación reduce la fatiga térmica e incrementa la fiabilidad del transistor.

Después de la unión por aleación se sueldan ultrasónicamente hilos de aluminio entre la metalización de aluminio existente sobre el emisor y las regiones de la base del cristal y los terminales del transistor.

Los hilos de la unión de aluminio que se han soldado ultrasónicamente forman conexiones eléctricas de baja resistencia muy fiables.

Las tiras de transistores completos se encapsulan en fundas hechas con un plástico de silicona especial (figura 4). El plástico extremadamente puro proporciona una buena estabilidad y tiene un coeficiente de expansión que asegura que la construcción permanece rígida bajo cualquier condición térmica.

Después que los transistores se han separado del peine del cabezal, se sumergen los terminales en estaño caliente para asegurar una buena soldadura.

## ECONOMÍA EN LOS COSTOS DE MONTAJE AL REEMPLAZAR TO-3 POR SOT-93.

### Montaje con tornillo (figuras 5 y 6)

Una de las principales razones de introducir el encapsulado SOT-93 como sucesor del TO-3, radica en el hecho que los costes de montaje en los equipos son mucho más reducidos.

Figura 4. Los transistores se encapsulan en un plástico de silicona especial antes de ser separados del peine del cabezal.

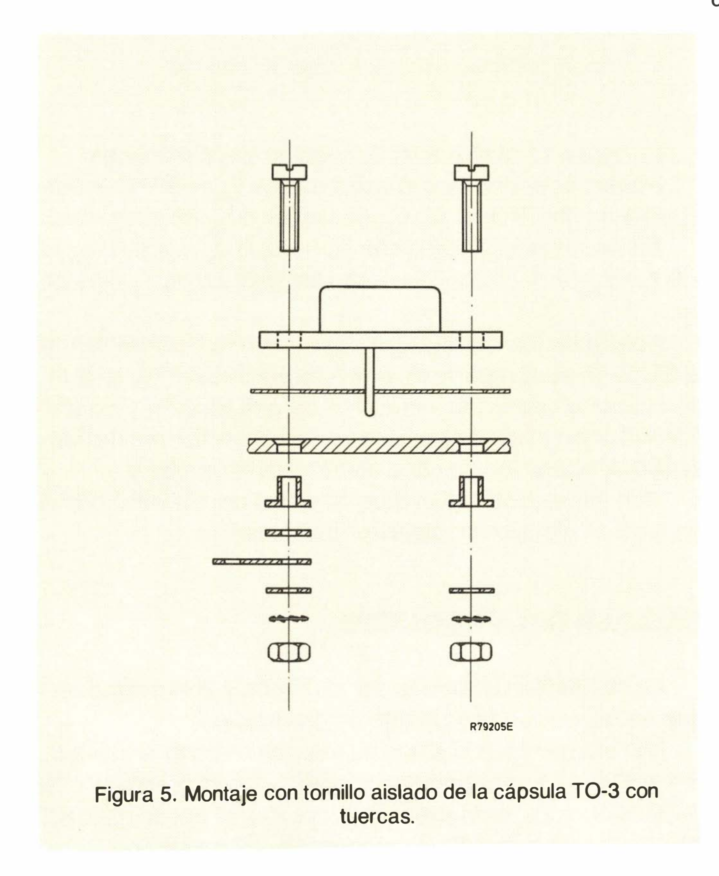



Figura 5. Montaje con tornillo aislado de la cápsula TO-3 con tuercas.

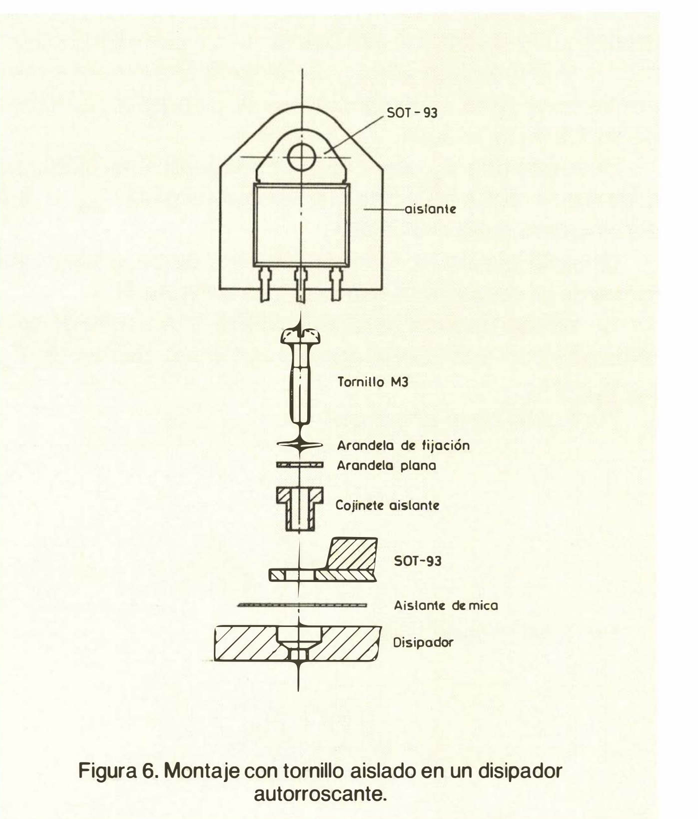



Figura 6. Montaje con tornillo aislado en un disipador autorroscante.

## Montaje con abrazadera (figura 7)

En la mayoría de aplicaciones del SOT-93 se emplea el montaje con abrazadera. En caso de montaje aislado, sólo se necesitan dos piezas, una aislante y una abrazadera. Otra ventaja de este tipo de montaje radica en el hecho de que el montaje del encapsulado SOT-93 y las conexiones a los terminales se pueden realizar desde un lado del disipador. Esto no sólo facilita el ensamblado, sino que la operación de soldado, cara y dificultosa en la cápsula TO-3, se substituye por una forma automática en el SOT-93. De la experiencia obtenida con millones de transistores SOT-93, hemos deducido que el montaje con abrazadera es una solución mucho más barata que el montaje con tornillo del TO-3 debido a:

- Economía en los costos de montaje.
- Economía en el número de piezas necesarias.

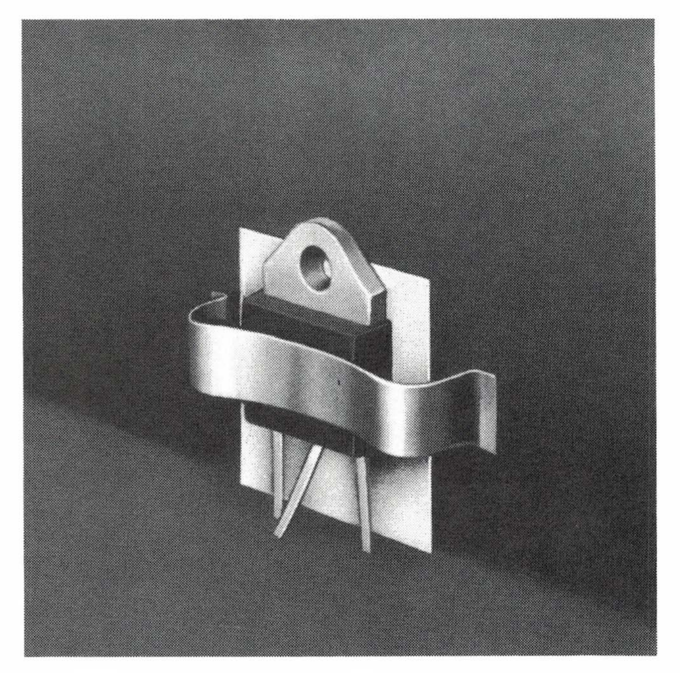


Figura 7. Montaje típico con clip para un transistor SOT-93A.

## APLICACIÓN DEL BU508A

En la figura 8 se da un circuito típico de desviación horizontal empleando el BU508A. El BU508A está pensado para circuitos de desviación con una corriente de pico nominal de colector de 4 A. Las medidas de ensayo se realizan a 15 % por encima de ese valor, $I_{c\,máx} = 4{,}6$ A y a una temperatura de la base de montaje de $T_{mb} = 85°$ C. La disipación total se calcula para varios valores de $V_{sec}$, $L_B$ e $I_{Be}$.

Los resultados de estas medidas se dan en la figura 9. Con los gráficos con una inductancia de base $L_B$ de 2,5 y 10 $\mu$H, la disipación total transitoria se da como función final de la corriente de exploración de base $I_{Be}$ para dos valores de $V_{sec}$ (-2 y -4 V respectivamente). También se dan los gráficos para una corriente de pico de colector de 3,2 A. Como se puede ver de la curvas, una $I_{Be}$ demasiado baja produce una disipación alta debida a las pérdidas de saturación, mientras que una $I_{Be}$ demasiado alta produce más pérdidas de corte. La disipación mínima aparece como una $I_{Be}$ de 1,2 A, $L_B = 5\,\mu$H, $V_{sec} = -4$ V.

Si se usa una $V_{sec}$ de -4 V, las curvas son casi idénticas a las del BU208A mientras que las curvas para $V_{sec} = -2$ V son mejores para el BU508A.

Durante el paso a corte, la corriente de base tiene una forma de onda como la que se da en la figura 10.

Se puede deducir para el BU508A una ecuación que relaciona con una buena aproximación los valores de $T_s$, $L_B$, $V_{sec}$ e $I_{Be}$.

Partiendo de la ecuación:

$$L_B = \frac{-V_{sec}}{-\frac{dI_B}{dt}}$$

Se obtiene la relación:

$$t_s = \sqrt{\frac{22\ L_B\ I_{Be}}{-V_{sec}}}$$

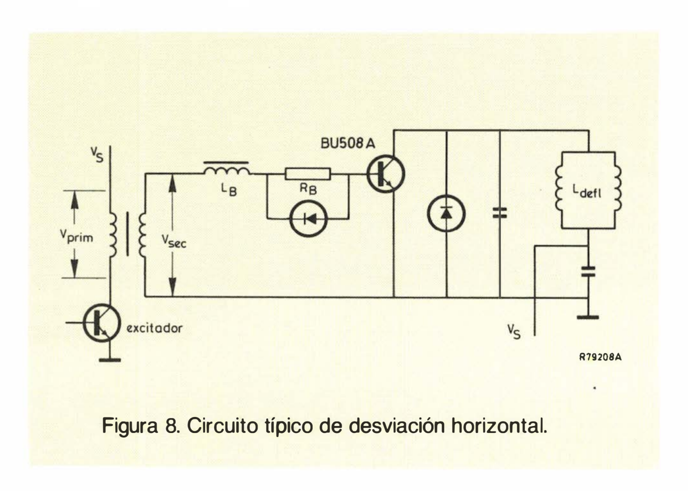



Figura 8. Circuito típico de desviación horizontal.

La figura 11 muestra las formas de onda prácticas.

Ambas ecuaciones son válidas para $T_{mb} = 85°$ C donde $L_B$ está en $\mu$H, Ts en $\mu$s, $V_{sec}$ en voltios e $I_{Be}$ en amperios.

En un circuito práctico con $L_B = 5\,\mu$H, $I_c = 4{,}6$ A, $I_{Be} = 1{,}0$ A, $-V_{sec} = 4$ V se deduce un valor teórico de $T_s$ de 5,24 $\mu$s.

Aparte de los circuitos de desviación horizontal donde el BU508A se comporta de una manera excelente, se puede utilizar en circuitos inductivos de alta tensión y de alta conmutación de potencia tales como convertidores de hasta 600 W operando con una alimentación de 380 V.

Una interesante aplicación es el uso del BU508A como encendido electrónico para luz fluorescente.

## CALIDAD DEL PRODUCTO

La calidad se determina por el diseño y la exactitud con que se reproduce el prototipo en producción.

Los ensayos por sí solos no pueden mejorar la calidad. Sin embargo si se ejecutan amplia y metódicamente, la inspección y los ensayos pueden asegurar que la calidad, inherente en un diseño, se mantenga en producción.

$I_C$ = 4,6 A, $L_B$ = 2 µH — $I_C$ = 3,2 A, $L_B$ = 2 µH

$I_C$ = 4,6 A, $L_B$ = 5 µH — $I_C$ = 3,2 A, $L_B$ = 5 µH

$I_C$ = 4,6 A, $L_B$ = 10 µH — $I_C$ = 3,2 A, $L_B$ = 10 µH

$P_{tr}$ (W) — $I_{Be}$ (A)

$T_{mb}$ = 85 °C

—— $V_{sec}$ = − 2 V

- - - - $V_{sec}$ = − 4 V

R79209E

Figura 9. Disipación del BU508A.

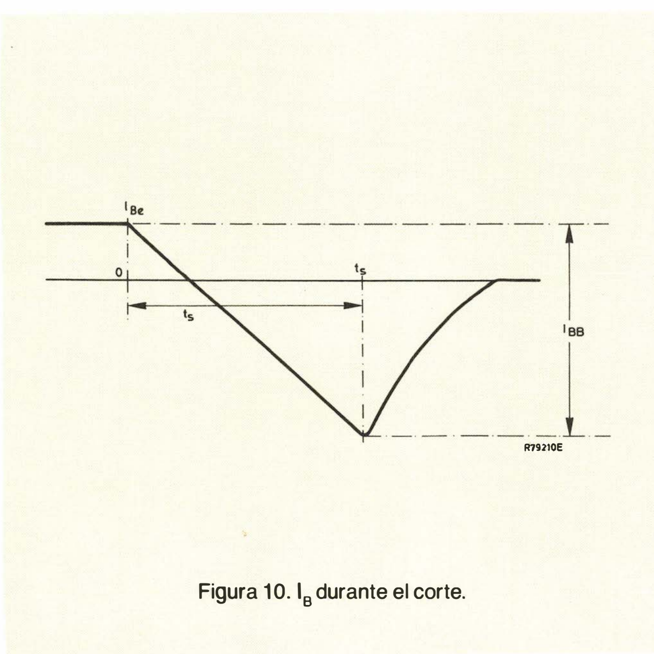



Figura 10. $I_B$ durante el corte.

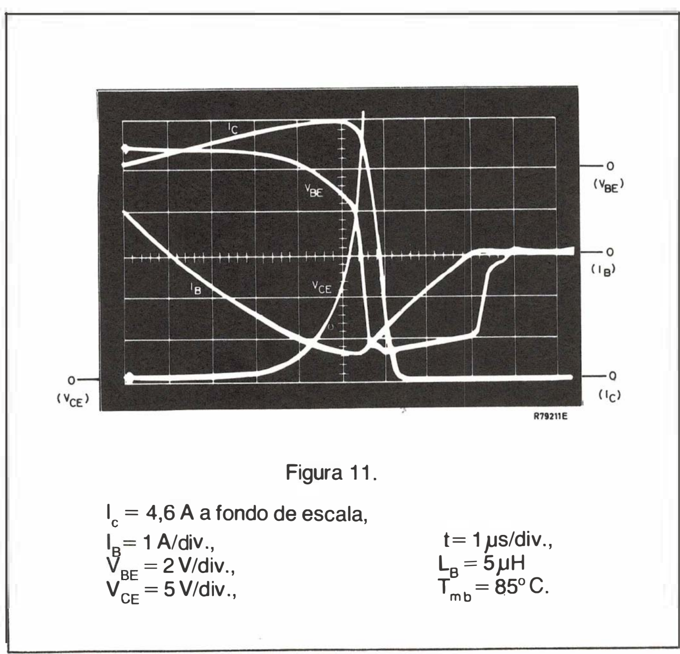



Figura 11.

$I_c$ = 4,6 A a fondo de escala,
$I_B$ = 1 A/div., t = 1 µs/div.,
$V_{BE}$ = 2 V/div., $L_B$ = 5 µH
$V_{CE}$ = 5 V/div., $T_{mb}$ = 85° C.

## Integridad de la unión de los hilos

La integridad de la unión de los hilos se examina haciendo circular una corriente elevada a través del diodo base emisor en sentido directo. La medida de la caída de tensión en el diodo indica si las uniones son o no son satisfactorias.

## Resistencia térmica

Para conocer la integridad del semiconductor, se mide la resistencia térmica empleando un impulso rápido de alta potencia. Las medidas de la tensión en sentido directo del diodo base emisor inmediatamente antes y después del impulso proporcionan una indicación de la variación de la temperatura de la unión y, de aquí, la resistencia térmica del semiconductor. Empleando resultados de medidas de laboratorio sobre uniones de diferente calidad, los dispositivos que presentan uniones anómalas se eliminan mediante este ensayo.

## Estabilidad de la corriente de pérdidas

Todas las uniones semiconductoras polarizadas inversamente, presentan corriente de pérdida. El valor de esta corriente varía con la temperatura de la unión y con la tensión aplicada.

Los dispositivos SOT-93 se han probado al valor nominal máximo de la temperatura de la unión. La corriente de pérdida y su incremento con el tiempo son buenos indicadores de la calidad general del proceso, estabilidad de la superficie del chip y electricidad de la pasivación. El BU508A presenta una corriente de pérdida extremadamente estable.

## Humedad

Nuestros modernos encapsulados con plástico son perfectamente inmunes a los efectos de la humedad. Más inmunes, en muchos casos, que el equipo donde se usan. La pasivación de la unión y los encapsulados de plástico puro hacen que los transistores SOT-93 sean excepcionalmente resistentes a la humedad.

## Fatiga térmica

Las variaciones cíclicas de la temperatura, producidas por conmutación de potencia, afectan a todas las uniones y estructuras internas. Los ciclos de potencia son entonces una prueba efectiva de la integridad estructural.

Se han sometido a los transistores SOT-93 a la máxima corriente nominal hasta que se alcanza la temperatura máxima nominal de la unión.

La corriente se interrumpe en ese momento y se fuerza a los transistores a reducir la temperatura de la unión a 25ºC.

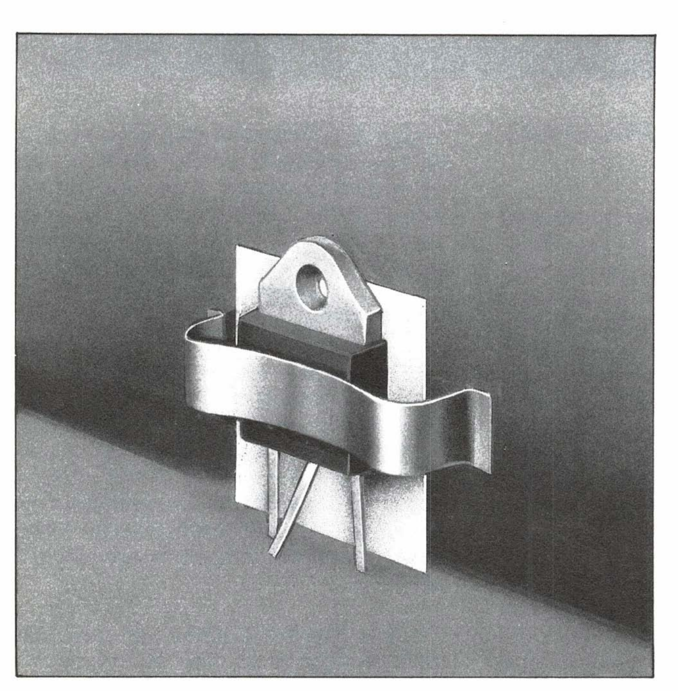
Nuestra técnica de unión por aleación da una unión libre de fatiga.

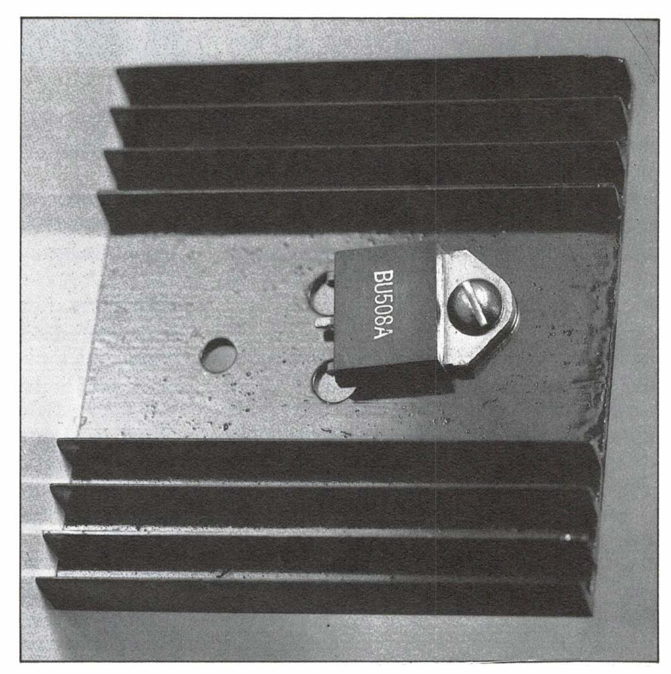
Además de pruebas de ciclos de temperatura, se realizan regularmente pruebas de almacenamiento a alta temperatura, pruebas de almacenamiento tropical, pruebas de disipación, pruebas a corriente elevada y pruebas ambientales. □

# TRANSISTORES
# DE SALIDA
# DE LINEA

**El BU 508A da un paso al frente...**

**...o se instala en el sitio de sus antecesores, con mejores prestaciones.**






## Características Eléctricas

| | BU 208A | BU 508A |
|---|---|---|
| • Ic (c.c.) | 5A | 8A |
| • Icm | 7,5A | 15A |
| • Ptot | 80W | 125W |
| • Rth j-mb | 1,2°C/W | 1°C/W |

## Características Mecánicas

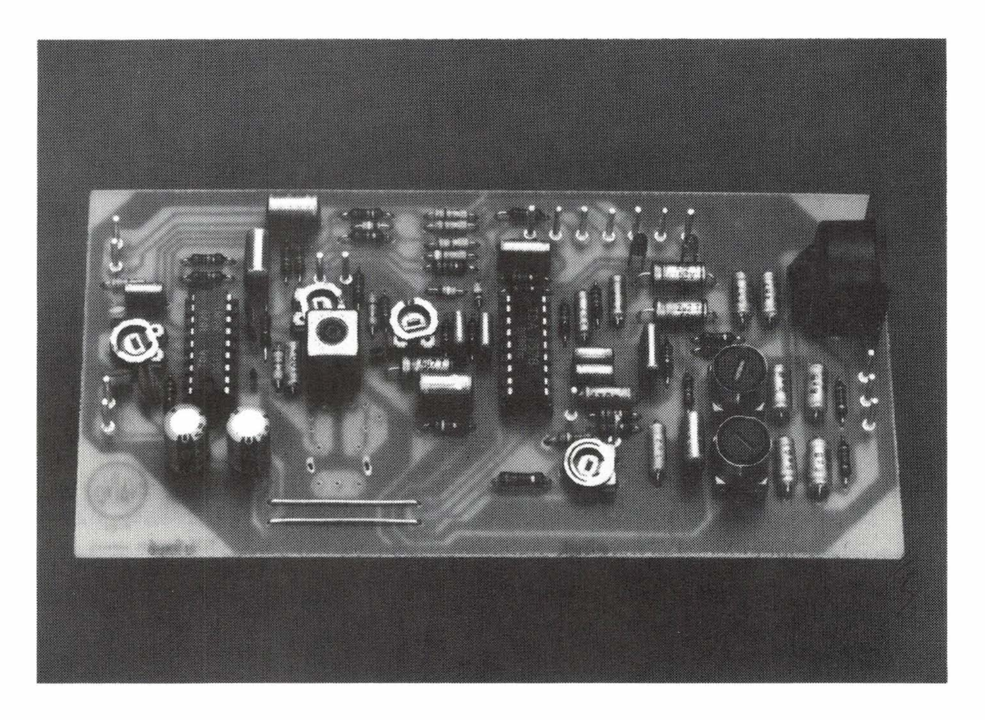
- **Cápsula SOT 93 de silicona pura.**
- **Soldadura eutéctica del cristal.**
- **Pasivación por vidrio.**
- **Terminales soldados por ultrasonidos.**

**Solicite información**

Miniwatt s.a.

**división comercial** **barcelona**-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e **madrid**-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00

## CIRCUITOS INTEGRADOS PARA HI-FI Y AUTO-RADIOS



Miniwatt presenta dos circuitos integrados para radio: el TDA1576 y el TDA1578A.

El TDA1576 es un amplificador de F.I. de F.M. que tiene una sensibilidad de 22 µV con una limitación de 3 dB y una relación señal + ruido/ruido de 75 dB para una tensión de entrada de 1 mV. La supresión de A.M. es 50 dB sobre todo el margen de señal de entrada.

En el TDA1576, el amplificador de F.I. de cuatro etapas limitadoras simétricas está seguido por un circuito silenciador de ruido de acción rápida y un demodulador de cuadratura incorporado, totalmente integrado a excepción de una red de desplazamiento de fase de 90º. Este circuito silenciador simula el funcionamiento de un detector de radio y proporciona una tensión de salida simétrica de C.A.F.

Una salida de este circuito integrado, cuya tensión es una función logarítmica de la intensidad de la señal en un amplio margen de niveles de entrada, excita a un medidor de intensidad. El TDA1576 es capaz de compensar cualquier desviación debida al ruido de los sintonizadores de elevada ganancia.

Otra característica es que contiene un detector de desintonía consistente en un amplificador operacional que analiza la curva en S de la salida del demodulador de cuadratura.

Si se utiliza realimentación capacitiva con el amplificador operacional, el detector de desintonía estático puede ser utilizado también como un detector dinámico de ruido.

Un conmutador electrónico de espera (stand-by) elimina la necesidad de conmutadores para el paso de AM/FM. Un filtrado electrónico de la alimentación proporciona una buena supresión de zumbido sin la necesidad de grandes condensadores electrolíticos.

El TDA1578A es un decodificador estéreo multiplex enclavado en fase (PL2), diseñado para obtener unas prestaciones óptimas con un mínimo de componentes periféricos. La ganancia total del decodificdor estéreo está fijada sólo por dos resistencias externas y tiene una tolerancia de $\pm 1$ dB, constante en todo el margen de tensión de alimentación y temperatura. La señal pasa por un amplificador operacional de entrada, un circuito silenciador de A.F., el decodificador MPX y un amplificador operacional de salida.

Cuando el sistema silenciador del TDA1578A está activado, un excitador indicador puede controlar un LED que indica el punto correcto de sintonía. El LED se ilumina cuando el nivel de ruido silenciado es menor que 1 dB y se desconecta cuando el silenciamiento es superior a 6 dB. Este silenciador por corriente continua puede ser controlado por cualquier combinación de la tensión de intensidad de campo y de desintonía del TDA1576 excitan un circuito silenciador o de combinación mono/estéreo controlado por corriente contínua del TDA1578A. Así, se puede obtener fácilmente un filtrado derivado de mono a estéreo para señales débiles, sin excesivo ruido.

La tensión de referencia en el TDA1576 tiene el mismo coeficiente de temperatura que la tensión de desintonía e intensidad de campo. Esto implica que un sistema con los dos circuitos integrados TDA1576 y TDA1578A puede trabajar dentro de los límites especificados sobre el margen total de temperatura de -30º a + 80º C.

Ambos circuitos pueden ser utilizados tanto en equipos de Hi-Fi como en autoradios. Están encapsulados en una cápsula de plástico DIL (SOT-102C) de 18 terminales.

## COMBINACION HORIZONTAL TDA 2594 CON ETAPA DE SILENCIAMIENTO.

Miniwatt presenta el circuito integrado combinación de sincronismo horizontal TDA 2594, que es similar al ya conocido TDA 2593, pero proporciona además silenciamiento de sonido.

Este circuito integrado lleva incorporado un identificador de emisión de señal de TV, bajando en caso contrario la tensión en el terminal 9, información que puede ser utilizada para silenciar el aparato. Dicha característica es obligatoria para los televisores de algunos países europeos, pues de este modo se impide la recepción de señales no autorizadas que se transmiten en la misma banda.

El oscilador horizontal del TDA 2594 está basado en el principio de conmutación entre dos niveles. La fase de la señal del oscilador se compara con la fase de un impulso de sincronismo en el comparador del circuito integrado y el resultado se utiliza para asegurar el sincronismo horizontal.

El flanco de subida del impulso de excitación puede variar desde 0,1 a 15,5 µs, referidos al retroceso, lo que significa que el TDA 2594 puede ser utilizado con etapas de salida de línea tanto con transistores de alta tensión como de baja tensión. Tiene un tiempo constante y un conmutador de circuito puerta, por lo que es adecuado también para funcionamiento VCR.

El TDA 2594 tiene impulso puerta para salva de color, un circuito generador del impulso para el retroceso de línea y un circuito fijador para borrado vertical. Tiene un separador de ruido, y proporciona una reducción de ruido adicional al ser sincronizado.

Este circuito integrado está encapsulado en una cápsula DIL de plástico (SOT-102DS) de 18 terminales.

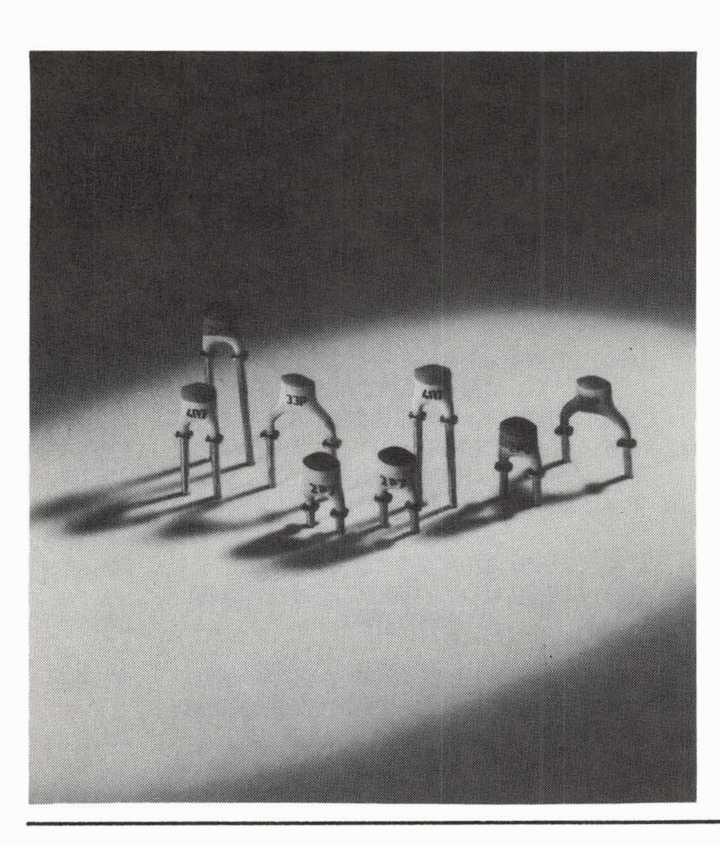
## CONDENSADORES CERÁMICOS EMBANDADOS.

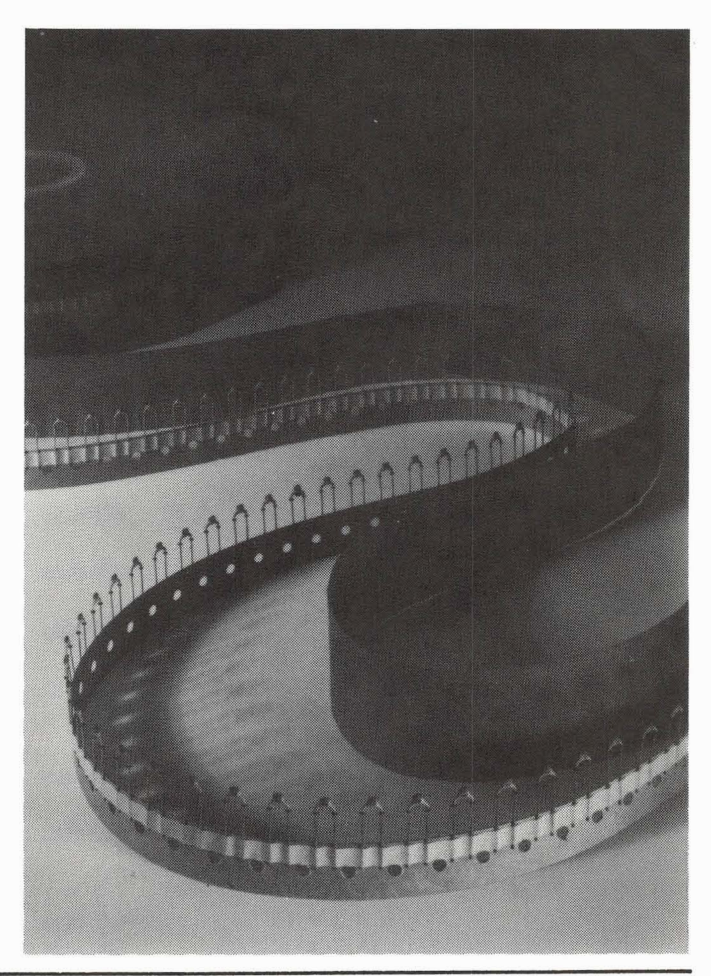
Miniwatt presenta una gama de condensadores cerámicos miniatura cuya especial particularidad es la de poder suministrarse embandados y que las patillas tienen un tope que fija su posición sobre el circuito impreso y mejora su soldadura. Por ello, son muy adecuados para ser utilizados en máquinas de inserción automática o en máquinas de preformar.

Además, debido a su pequeño tamaño, estos condensadores son ideales para circuitos con una elevada densidad de componentes.

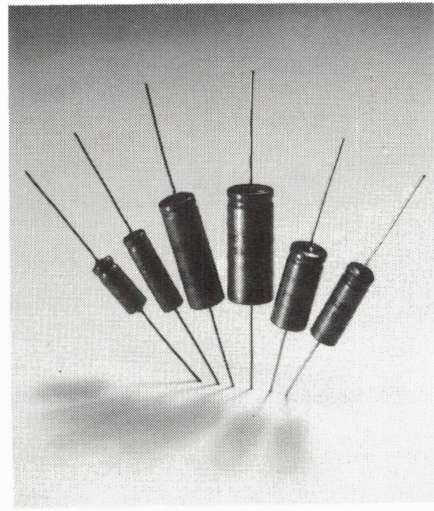
A continuación resumimos sus principales características:

| Serie | Margen capacidad (pF) | Tensión c.c. nominal (V) | Tolerancia (%) |
|---|---|---|---|
| 629 | 1000 - 22000 | 63 | −20/+80 |
| 630 | 180 - 4700 | 100 | +/−10 |
| 640 | 1000 - 10000 | 100 | −20/+50 |
| 654 | 0,47 - 270 | 500 | +/−2 |
| 655-53 | 100 - 2700 | 500 | +/−10 |
| 679 | 0,56 - 560 | 100 | +/−2 |





## CONDENSADORES DE ALUMINIO DE ELEVADO VALOR CV.

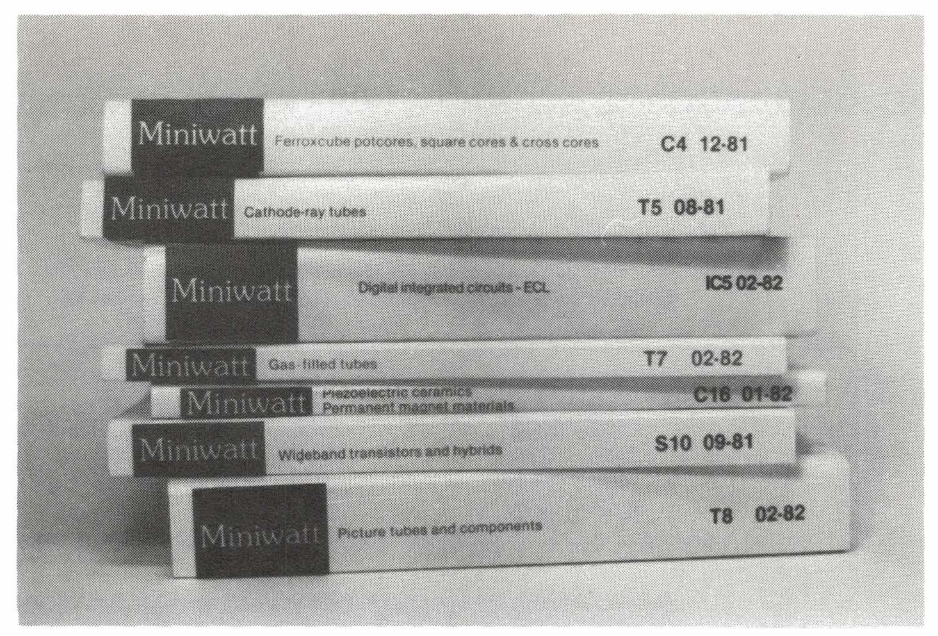


Miniwatt presenta la nueva serie de condensadores de aluminio sólido con terminales axiales, que utiliza una tecnología avanzada para conseguir un elevado producto CV por unidad de volumen. Las principales características de estos condensadores son: alta fiabilidad, buena estabilidad, larga duración, es capaz de aceptar tensión inversa, no limita la corriente de descarga, tolerancia para soportar una elevada corriente de rizado, duración indefinida y amplio margen de temperaturas.

Estas características junto a su relativamente bajo costo, hacen que estos condensadores tengan muchas ventajas sobre los tipos de tántalo. Las combinaciones CV han sido pensadas de modo que puedan sustituir directamente a los condensadores de tántalo.

El margen de capacidades se extiende desde 2,2 uF hasta 680 µF. El margen de tensiones de trabajo es de 6 a 40 voltios y el margen de temperatura de -55 a +125°C. Estos condensadores pueden ser utilizados por encima de 85°C sin disminución de la tensión y tienen una duración probable mayor que 20.000 horas a +125°C.

Para mayor información dirigirse a Miniwatt, S.A. División Comercial Balmes, 22 Tel. 301 63 12 Barcelona - 7.




# BIBLIOTECA MINIWATT

## Ultimas publicaciones recibidas

| | | | |
|---|---|---|---|
| C4 | 12-81 | FERROXCUBE POTCORES, SQUARE CORES & CROSS CORES | 575 ptas |
| T5 | 08-81 | CATHODE-RAY TUBES | 525 ptas |
| IC5 | 02-82 | DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS-ECL | 610 ptas |
| T7 | 02-82 | GAS-FILLED TUBES | 300 ptas |
| C16 | 01-82 | PIEZOELECTRIC CERAMICS | 280 ptas |
| S10 | 09-81 | WIDEBAND TRANSISTORS AND HYBRIDS | 475 ptas |
| T8 | 02-82 | PICTURE TUBES AND COMPONENTS | 750 ptas |

## Data Handbooks

| | | | |
|---|---|---|---|
| * S1 | 03-80 | DIODES | 475 ptas |
| * S2 | 05-80 | POWER DIODES, THYRISTORES, TRIACS | 930 ptas |
| S3 | 04-80 | SMALL-SIGNAL TRANSISTORS | 800 ptas |
| * S4 | 09-81 | LOW FREQUENCY POWER TRANSISTORS AND MODULES | 750 ptas |
| S5 | 10-80 | FIELD-EFFECT TRANSISTORS. | 280 ptas |
| S7 | 12-80 | MICROMINIATURE SEMICONDUCTORS | 425 ptas |
| S8 | 06-81 | DEVICES FOR OPTOELECTRICS | 470 ptas |
| IC1 | 05-80 | BIPOLAR ICs FOR RADIO AND AUDIO EQUIPMENT | 425 ptas |
| IC2 | 05-80 | BIPOLAR ICs FOR VIDEO | 500 ptas |
| IC4 | 10-80 | DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS-LOCMOS | 650 ptas |
| IC7 | 05-81 | SIGNETICS BIPOLAR MEMORIES | 350 ptas |
| IC8 | 05-81 | SIGNETICS ANALOGUE CIRCUITS | 625 ptas |
| CM12 | 11-79 | VARIABLE RESISTORS AND TEST SWITCHES | 250 ptas |
| CM13 | 12-79 | FIXED RESISTORS | 350 ptas |
| C2 | 06-81 | TUNERS | 375 ptas |
| C3 | 01-81 | LOUDSPEAKERS | 475 ptas |
| * C6 | 05-81 | ELECTRIC MOTORS AND ACCESORIES | 450 ptas |
| C10 | 10-80 | CONNECTORS | 280 ptas |
| C14 | 04-80 | ELECTROLYTIC AND SOLID CAPACITORS | 375 ptas |
| T1 | 02-80 | TUBES FOR R.F. HEATING | 500 ptas |
| * T2 | 04-80 | TRANSMITTING TUBES FOR COMMUNICATIONS | 750 ptas |
| T3 | 06-80 | KLYSTRONS, TWTS MICROWAVE DIODES | 350 ptas |
| T4 | 09-80 | MAGNETRONS | 325 ptas |
| T6 | 07-80 | GEIGER MULLER TUBES | 280 ptas |
| T9 | 06-80 | PHOTO AND ELECTRON MULTIPLIERS | 350 ptas |
| T10 | 05-81 | CAMARA TUBES IMAGE INTENSIFIERS | 510 ptas |

## Catálogos

| | | | |
|---|---|---|---|
| CT1 | 81/82 | GENERAL CATALOGUE | 800 ptas |
| CT2 | 81/81 | SEMICONDUCTORS | 300 ptas |
| CT3 | 81/82 | INTEGRATED CIRCUIT CATALOGUE | 300 ptas |
| CT4 | | RESISTORS | 25 ptas |

*** Agotado**




Miniwatt s.a.

**división comercial** **barcelona**-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e **madrid**-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00

## ¿Qué es lo que hace del 30 AX algo tan especial?

El sistema 30 AX se ha desarrollado a partir de la experiencia ganada con los sistemas autoconvergentes ya existentes como el 20 AX, y mediante posteriores investigaciones se ha logrado una distribución de campos magnéticos dinámicos (campos de desviación) y estáticos (campos de corrección de tolerancias mecánicas) que combinadas con una especial morfología del tubo, permiten obtener un barrido de pantalla libre de distorsiones y exento de errores de convergencias dinámica y estática, sin necesidad de ningún ajuste manual y conservando la ventaja de "bobina separada", es decir que cualquier bobina puede montarse con cualquier tubo.

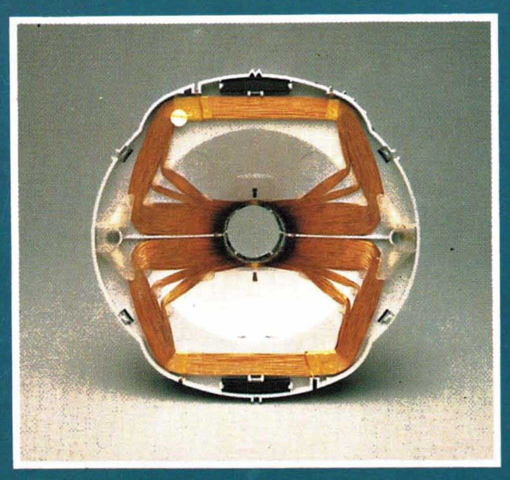
* Tubos de imagen 30 AX

Procedimiento:

a) El propio tubo está dotado de tres protuberancias en su cono que situan la *bobina en su posición axial correcta automáticamente.* (ver portada)

b) Una de las anteriores protuberancias se alberga en un alojamiento que al efecto posee la bobina, situándola en su *posición angular correcta.*

c) *No existe unidad multipolo,* se sustituye por un anillo magnético, en el interior del tubo y magnetizado automáticamente en fabricación.

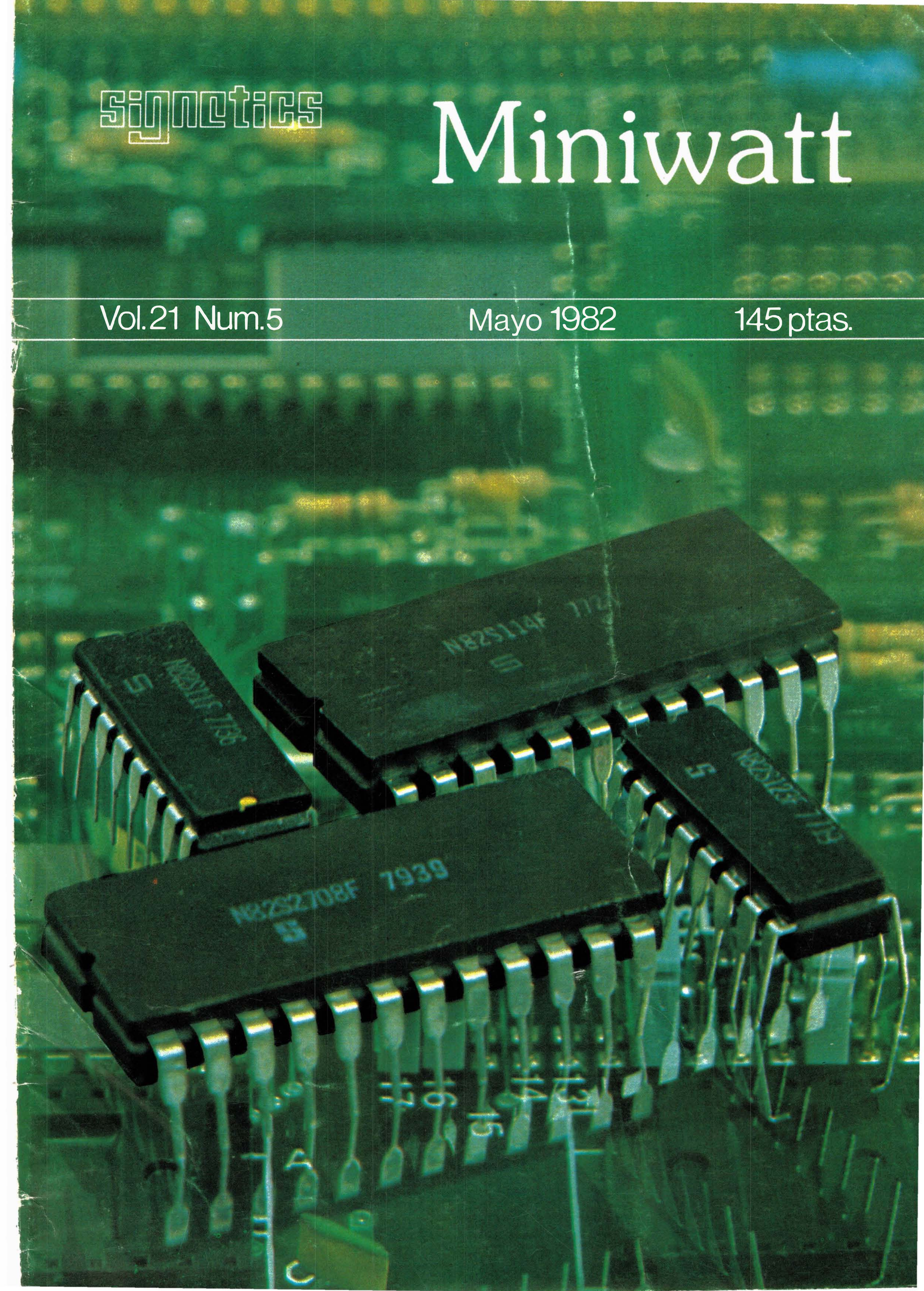


* Deflectora 30 AX

Prestaciones:

- Bobina intercambiable y autoposicionable.
- No hay ajustes de convergencias dinámica y estática, ni de pureza de color, ni de orientación de trama.
- Mayor sensibilidad y mejor forma de trama por el empleo de una nueva bobina de desviación.
- Menor área de impacto (spot) y mayor uniformidad de enfoque por el empleo de un nuevo cañón.
- Contorno de imagen curvilíneo, por el empleo de nuevo ranurado de la máscara que sigue los bordes de la pantalla.

| | Tubo | Bobina |
|---|---|---|
| **20"** | A51-540X | AT 1250 |
| **22"** | A56-540X | AT 1260 |
| **26"** | A66-540X | AT 1270 |



signetics
Miniwatt
Vol.21 Num.5
Mayo 1982
145 ptas.
N82S114F
N82S2708F 7939

**Director**

D. Jose M.ª Llevat Grau

**Editor**

Miniwatt, S.A.
Departamento de Publicaciones Técnicas
D. José Albiol Fernández

**Coordinación**

D. Enrique Riverola García
D. Rafael Rizo Aramburu

**Redacción**

D.ª M.ª Dolores Forns-Samsó

**Consejo Asesor de Redacción**

D. Antonio Griñó Berjón
D. Ernesto Tassis Bosch

**Suscripciones**

D.ª M.ª Angeles García Ferrer

**Producción**

GENERAL GRAFIC, S.A.
Caspe, 172
Barcelona-13
Depósito Legal: B-18387-61
ISSN: 0210-2641



# Miniwatt

Vol. 21 Núm.5 Mayo 1982 145 ptas.

## Indice



**Revista Miniwatt**

Publicado por:

Miniwatt, S.A.
Balmes, 22 - Teléfono 301 63 12 - BARCELONA - 7
Suscripción anual (11 números) ....... Ptas. 1.300
Precio ejemplar ....... Ptas. 145
Cambio domicilio ....... Ptas. 25

# Amplificadores lineales de banda ancha en comunicaciones de alta frecuencia

**La diversidad de funciones, frecuencias de canal y tipos de modulación a las que actualmente se deben adaptar los transmisores de comunicaciones, hacen que la linealidad de las etapas amplificadoras de potencia sea más importante que nunca. Este artículo describe un amplificador lineal capaz de proporcionar una máxima potencia envolvente de 400 W en la banda de 1,6 a 30 MHz con una distorsión de intermodulación menor que −26 dB. En la etapa de salida se utilizan transistores planares BLW96.**

La parte de las comunicaciones de alta frecuencia del espectro de radio cubre el margen entre 1,6 y 30 MHz y se utiliza para una amplia variedad de servicios que incluye la radiodifusión de onda corta y la comunicación punto a punto, tales como de barco a barco y de barco a costa, y para tráfico aéreo y diplomático nacional. Son transmitidas conversaciones (telefonía) y datos (telegrafía) y se utilizan muchas técnicas de modulación; por ejemplo, modulación de amplitud (A.M.) portadora manipulada ($A_1$), desplazamiento de frecuencia manipulado (f.s.k.), y banda lateral única (s.s.b.). Como se utiliza totalmente el espectro de alta frecuencia, especialmente en su extremo inferior, es muy importante que se minimicen los anchos de banda del canal y que el espectro se utilice de forma eficiente. Por lo tanto, el tipo de modulación debe ser elegido cuidadosamente según el tipo de tráfico.

Los equipos modernos de comunicaciones de alta frecuencia están diseñados a veces para transmitir y recibir más de un tipo de señal modulada e incluso se pueden hacer funcionar con diferentes tipos de modulación en cada banda lateral, por ejemplo conversación en uno y datos en el otro. Además, debido a que la calidad de la recepción en algunos enlaces de alta frecuencia varía considerablemente como resultado de las condiciones de propagación, es deseable que los sistemas emisor/receptor sean capaces de conmutar rápidamente desde un canal de poca calidad a otro mejor y tener suficiente flexibilidad para trabajar en cualquier banda. Por lo tanto, es esencial la versatilidad del equipo.

El uso de un amplificador lineal de banda ancha en las etapas finales de un transmisor (fig. 1) está bien establecido. Aunque todos los tipos de señal modulada no requieren necesariamente una buena linealidad (por ejemplo, F.M. y C.W.), siempre es una ventaja utilizar un amplificador lineal para todos los sistemas de modulación debido a la gran complejidad que supone modificar los niveles de polarización y de excitación si se conmuta de un tipo de señal modulada a otro. En el caso de operación en banda lateral única, el requisito de linealidad está determinado por la necesidad de amplificar la señal transmitida y a la vez mantener al mínimo la distorsión de intermodulación. Con una baja distorsión de intermodulación, es práctico utilizar el ancho de banda ocupado por una señal de A.M. para dos señales de banda lateral única independientes, no interferentes, de equivalente ancho de banda.

Aunque todavía se utilizan tubos en la etapas de potencia de los transmisores grandes ( >1 kW), actualmente se utilizan mucho los transistores en equipos pequeños. Estos transistores, aunque no son capaces de producir potencias comparables con los tubos de transmisión especializados, pueden proporcionar una potencia más que adecuada para muchas aplicaciones. Estos tienen también capacidad de banda ancha y pueden funcionar con fuentes de alimentación de baja tensión tales como baterías de vehículos. Además, con la cada vez mayor ten-

entrada A.F.
MODULADOR EQUILIBRADO
compresor / amplificador micrófono
FILTRO DE BANDA LATERAL SUPERIOR (1,4 MHz)
AMPLIFICADOR F.I.
DETECTOR V.S.W.R.*
FILTROS OCTAVA
UNIDAD SINTONIA ANTENA
antena
ACOPLADOR HIBRIDO
MEZCLADOR BALANCEADO
PRE-EXCITADOR
BANDA ANCHA DE DOS ETAPAS (1,6 a 30 MHz) AMPLIFICADOR DE POTENCIA
MP5601E
entrada A.F.
MODULADOR EQUILIBRADO
compresor / amplificador micrófono
FILTRO DE BANDA LATERAL INFERIOR (1,4 MHz)
AMPLIFICADOR F.I.
3 a 31,4 MHz
1,4 MHz
SINTETIZADOR DE FRECUENCIA
BANDA ANCHA (3 a 31,4 MHz) AMPLIFICADOR DESINTONIZADO

* V.S.W.R. = razón de ondas estacionarias de tensión

Figura 1. Típico circuito emisor de banda lateral independiente.

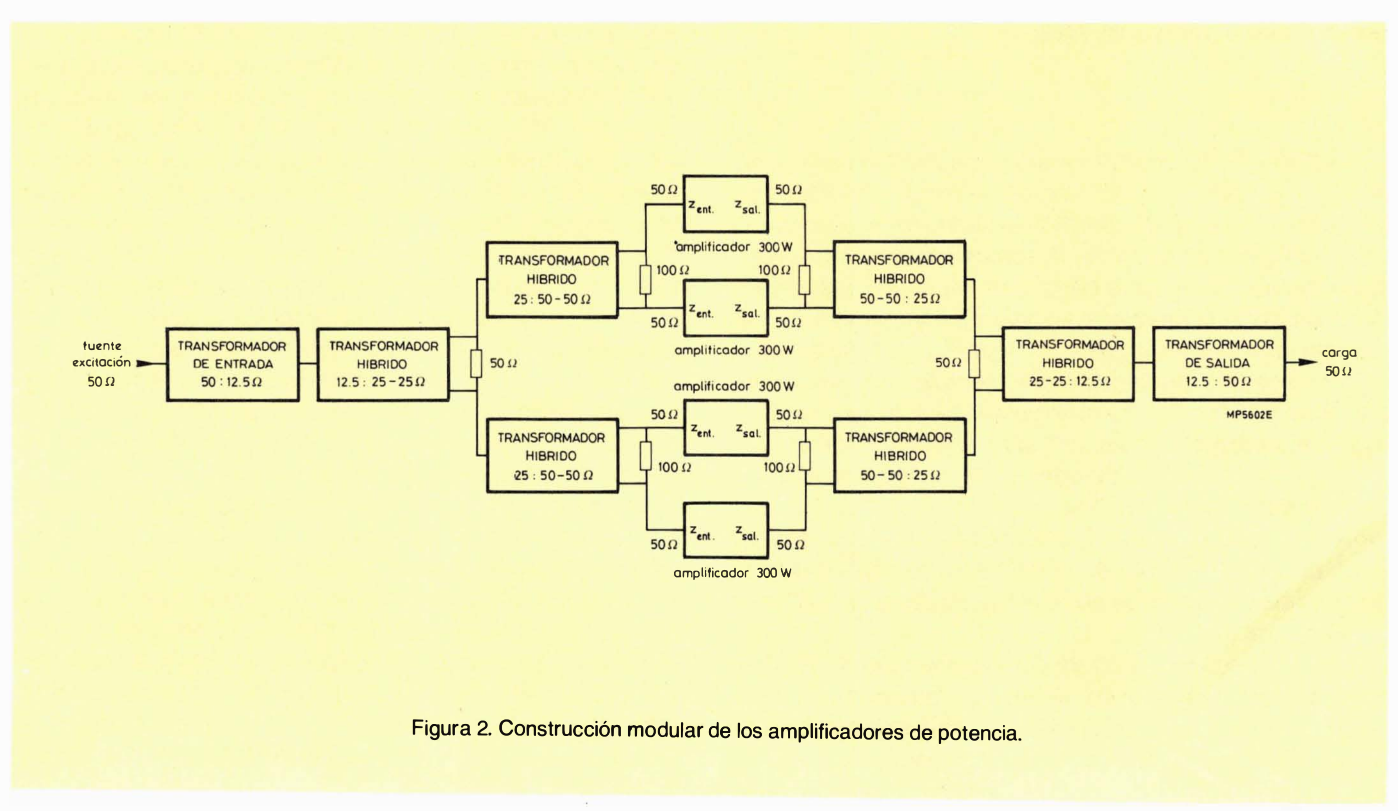



Figura 2. Construcción modular de los amplificadores de potencia.

dencia al uso de amplificadores modulares (fig. 2), se pueden combinar los transistores para proporcionar potencias totales superiores a 1 kW.

Uno de los transistores de este tipo más avanzados es el BLW96, que es capaz de proporcionar hasta 200 W de máxima potencia de emisión (p.e.p.) con una distorsión de intermodulación mejor que −30 dB.

En este artículo se tratan algunos de los factores que gobiernan el diseño de amplificadores lineales de banda ancha basados en transistores de potencia de alta frecuencia. Como ilustración, se incluye un ejemplo práctico que utiliza dos transistores BLW96 en clase AB que funcionan a partir de una alimentación de 50 V, y que proporcionan hasta 400 W de máxima potencia de emisión (p.e.p.) con una distorsión de intermodulación mejor que − 26 dB.

## TRANSISTORES DE POTENCIA DE RADIOFRECUENCIA

Los transistores de potencia de radiofrecuencia de silicio (como los que se muestra en la figura 3) tienen una determinada forma especializada de semiconductor discreto. Para utilizarlos en amplificadores lineales de banda ancha, los requisitos de estos transistores son:

–baja resistencia térmica;
–alta frecuencia de corte, idealmente independiente de la corriente de colector, lo que asegura una buena linealidad hasta a potencias elevadas;
–alta fiabilidad en todas las condiciones de modulación.

Para mantener la capacidad de manejo de potencia en radiofrecuencia, estos transistores se construyen utilizando una geometría planar en la que la relación entre la periferia del emisor y el área del emisor es lo más grande posible, lo que se consigue con límites fotolitográficos prácticos. La geometría también está determinada por la necesidad de conducir eficientemente el calor fuera del chip y para mantener una misma temperatura en todo el área del chip. Por éstas y otras razones, un chip de transistor de potencia de radiofrecuencia está realizado por difusión de un gran número de elementos transistor discretos alimentados separadamente, cada uno con su propia resistencia reguladora difundida. Esto evita la acumulación de corriente y la consecuente ruptura. El chip generalmente está montado sobre un disco de berilia, que proporciona aislamiento eléctrico de la parte superior con una resistencia térmica aceptablemente baja y permite que el dispositivo sea usado en una configuración de emisor común. Para asegurar un funcionamiento total en radiofrecuencia con el dispositivo en el circuito, se minimizan las inductancias parásitas utilizando múltiples hilos de unión internos y bandas radiales como conectores externos. Se tienen dos o más conexiones de emisor, para limitar aún más la resistencia parásita y la inductancia a masa.

Figura 3. Transistores de potencia de radiofrecuencia.

En la figura 4 se muestra un circuito equivalente de un transistor de potencia de radiofrecuencia. Este circuito es similar a un modelo convencional de baja señal, pero se puede aplicar al funcionamiento en clase B o clase AB de gran señal. Con la ayuda del análisis por ordenador, un circuito de este tipo se utiliza en el diseño del amplificador para predecir la impedancia de entrada y la ganancia si se trabaja en el nivel de potencia requerido y con la impedancia de carga elegida.

## TRANSISTORES DE POTENCIA BLW96

El BLW96 es un avanzado transistor de potencia NPN de h.f./v.h.f. (alta frecuencia/muy alta frecuencia) adecuado para utilizarlo en equipos de transmisión militar e industrial de alta potencia, que trabajan con alimentaciones de 50 V nominales. Este dispositivo se usa generalmente jun-

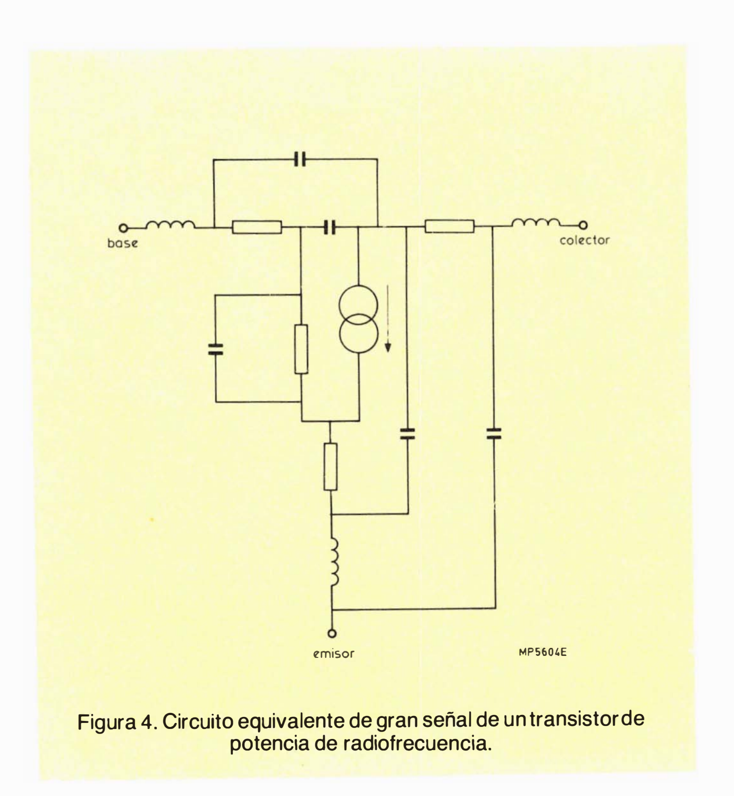



Figura 4. Circuito equivalente de gran señal de un transistor de potencia de radiofrecuencia.

to con el transistor-excitador BLW50F y proporciona hasta 200 W de potencia de salida, lo que permite construir una etapa de salida transmisora práctica de 1 kW con sólo ocho transistores BLW96. También tiene una resistencia térmica muy baja y una elevada y constante $f_T$ ($\cong$ 240 MHz). Se ha tenido especial atención de evitar la fatiga térmica, que puede ser un problema en el caso de funcionamiento intermitente de alta frecuencia.

El BLW96 contiene dos chips divididos en un total de 64 áreas base, cada una con 18 regiones de emisor asociadas y resistencias reguladoras individuales (fig. 5). Así, la corriente está distribuida entre 1152 elementos de transistor. Con estos medios, se consigue una elevada capacidad de potencia de radiofrecuencia del orden de 200 W. El BLW96 tiene una curva de ganancia no saturable hasta un mínimo de 100 MHz (fig. 6). Más adelante se describirá un amplificador que utiliza dos transistores BLW96 excitados por dos transistores excitadores BLW50F. Sin embargo.

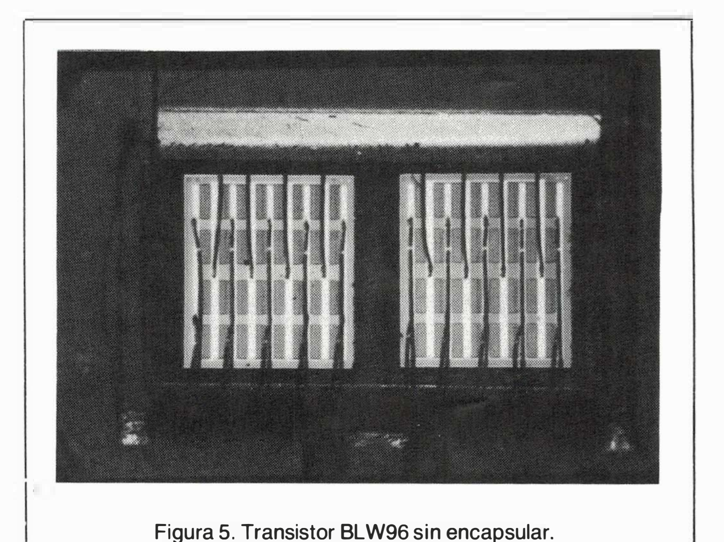


Figura 5. Transistor BLW96 sin encapsular.

MP5606E

$P_L$ (W): 0, 100, 200, 300, 400

$P_S$ (W): 0, 25, 50, 75

tip

Figura 6. Potencia de carga en función de la potencia de excitación para el BLW96, ($V_{CE}$ = 50 V, f = 108 MHz, $T_h$ = 25°C).

consideraremos primero algunas consideraciones generales sobre el diseño de amplificadores lineales de banda ancha.

## CONSIDERACIONES DE DISEÑO DEL CIRCUITO

Al diseñar un amplificador lineal de alta frecuencia de banda ancha, hay que considerar tres requisitos principales: potencia, ancho de banda y linealidad.

### Potencia

Probablemente, la característica más importante del diseño es la de conseguir una elevada capacidad de potencia en un equipo compacto que pueda funcionar con temperaturas ambiente elevadas. Para obtener la máxima potencia posible, hay que considerar dos áreas: el diseño térmico y el diseño eléctrico.

Térmicamente es necesario ajustar la máxima temperatura de la unión permitida del transistor de potencia con la temperatura ambiente en la que el equipo tiene que funcionar en el peor caso, observando al mismo tiempo los valores límites del SOAR de c.c. y r.f.

La ecuación 1 relaciona la potencia disipada en el transistor $P_c$ con la temperatura y resistencia térmica.

$$P_C = \frac{T_j - T_a}{\theta_{j\text{-}mb} + \theta_{mb\text{-}h} + \theta_{h\text{-}a}} \qquad (1)$$

donde:

$P_c$ = potencia total disipada en el transistor,
$T_j$ = temperatura de la unión del transistor,
$T_a$ = temperatura ambiente,
$\theta_{j\text{-}mb}$ = resistencia térmica entre la unión y el encapsulado del transistor,
$\theta_{mb\text{-}h}$ = resistencia térmica entre el encapsulado y el radiador,
$\theta_{h\text{-}a}$ = resistencia térmica entre el radiador y el ambiente.

En la ecuación 1 se puede observar el límite superior de $T_j$ fijado por el fabricante del transistor; $T_a$ estará fijado por las especificaciones del equipo. La resistencia térmica $\theta_{j\text{-}mb}$ depende también del transistor utilizado. Sin embargo, $\theta_{mb\text{-}h}$ está parcialmente bajo el control del diseñador dependiendo del radiador elegido y de las técnicas de ensamblado utilizadas. Por último, generalmente es necesario un compromiso entre $P_c$ y $\theta_{h\text{-}a}$.

La potencia total, $P_c$, está determinada por la potencia de radiofrecuencia de salida del transistor y por el rendimiento del circuito. El rendimiento, por su parte, depende del grado de linealidad que se puede tolerar, el cual fija a su vez la clase de funcionamiento del amplificador (A, AB, B). Ésta está influenciada también por las variaciones de carga (debidas, por ejemplo a los efectos de una antena desadaptada). Para una carga resistiva, la máxima salida de potencia de radiofrecuencia se obtiene optimizando las tensiones de radiofrecuencia y las corrientes en los transistores, adaptando correctamente las salidas del transis-

tor a la carga, utilizando componentes pasivos de bajas pérdidas y con una cuidadosa construcción del circuito.

Por ejemplo, en un amplificador en contrafase que funciona a partir de una tensión de alimentación V y proporciona una corriente sinusoidal de pico I por transistor, la salida de potencia eficaz de cada transistor está dada por:

$$P = \left(\frac{V - V_k}{4}\right) I \qquad (2)$$

donde $V_k$ es la tensión de codo de radiofrecuencia del transistor. Para transferir una potencia máxima a una determinada carga:

$$\frac{V - V_k}{I} = \frac{n^2 R}{4}, \qquad (3)$$

donde n es la relación de espiras del transformador de adaptación y R es la resistencia de carga.

Estas ecuaciones se utilizan para calcular la potencia disponible del amplificador bajo las condiciones específicas; por ejemplo, 50 V, una carga de 50 Ω, y una relación de espiras que sea un número entero. También indican la corriente de radiofrecuencia de pico de colector que cada transistor debe ser capaz de dejar pasar.

## Ancho de banda

Para lograr el ancho de banda requerido, las técnicas utilizadas generalmente son similares a las utilizadas para amplificadores de potencia de banda ancha y frecuencia más baja, con dos excepciones notables.

Primero, para obtener una respuesta de frecuencia de nivel, se utilizan a veces redes pasivas de compensación más que realimentación negativa. No siempre es posible utilizar esta última técnica debido a la inherente distorsión de fase de los transistores de potencia que trabajan a altas frecuencias.

Segundo, en muy pocas ocasiones es posible ajustar las condiciones de trabajo del transistor (es decir, la tensión y corriente de pico) para niveles donde el transistor está perfectamente adaptado a la resistencia de carga. Por lo tanto es necesaria la transformación de impedancias y, debido a que el margen de frecuencias es demasiado amplio, el uso de transformadores bobinados sobre núcleos de ferrita es la única aproximación práctica. Además, debido a que la impedancia de entrada de un transistor de alta frecuencia es muy baja ( $\simeq 1\Omega$ ) y es compleja y variable en la banda, también es necesario utilizar un transformador bobinado de banda ancha junto con una red de compensación en el circuito de entrada del transistor. El diseño de estos transformadores bobinados de banda ancha es crítico y una de las mayores consideraciones en la construcción del amplificador lineal de banda ancha.

## Linealidad

En amplificadores de potencia de banda ancha y alta frecuencia, la linealidad está influenciada principalmente por la distorsión de la amplitud y la consiguiente generación de armónicos y productos de intermodulación.

Los amplificadores que funcionan en clase AB o clase B generan potencias de armónicos relativamente altos; un valor típico es de −10 a −16 dB. Los armónicos de orden par se pueden reducir a unos −40 dB mediante un cuidadoso diseño del circuito, en particular equilibrando de forma precisa la etapa en contra-fase, pero poco puede hacerse para reducir los niveles de los armónicos de orden impar, y en la práctica, éstos deben eliminarse utilizando filtros en la salida del transmisor.

La forma más molesta de distorsión es la debida a los productos de intermodulación de orden impar, particularmente de tercer y quinto orden. Éstos se presentan junto a la frecuencia portadora y no se pueden eliminar por filtrado. Ellos causan distorsión en el canal en uso así como interferencia en los canales adyacentes. La única forma de minimizar los productos de orden impar consiste en polarizar los transistores de potencia en una zona de funcionamiento relativamente lineal. En la práctica, dependiendo de los niveles de distorsión aceptables, los transistores de potencia están polarizados en clase AB o, si las consideraciones térmicas y los valores límite lo permiten, en clase A. La etapa excitadora trabaja casi siempre en clase A y está diseñada para tener una distorsión unos −6 dB mejor que el requisito total del amplificador.

A veces se observa que los niveles de ganancia e intermodulación no son constantes con la frecuencia, y en algunos puntos de la banda, pueden presentarse variaciones de nivel acompañadas de las correspondientes variaciones en el rendimiento del amplificador. Estos efectos se pueden atribuir a los armónicos reflejados que no han terminado debido al restringido ancho de banda de los transformadores de adaptación o a los filtros. Es posible mejorar el funcionamiento utilizando filtros de cruce que dividen la potencia de armónicos en cargas discretas de armónicos; pero esto está aún en sus comienzos.

## CIRCUITO

En la figura 7 se da un esquema de un amplificador lineal de banda ancha y alta frecuencia de dos etapas. Las tres principales consideraciones de diseño son:

1) selección de las condiciones de polarización del transistor;
2) diseño de transformadores y simetrizadores;
3) selección de los componentes pasivos para las redes de compensación de ganancia.

Se supone que el funcionamiento en contrafase en clase AB de la etapa de salida, como el de la figura, da el mejor compromiso en términos de linealidad, disipación, y costo. El funcionamiento en contrafase tiene la ventaja adicional de minimizar los productos de distorsión de orden par y proporciona una impedancia de salida relativamente alta, asegurando una máxima transferencia de potencia a la carga. Como se dijo anteriormente, la etapa excitadora funciona generalmente en clase A.

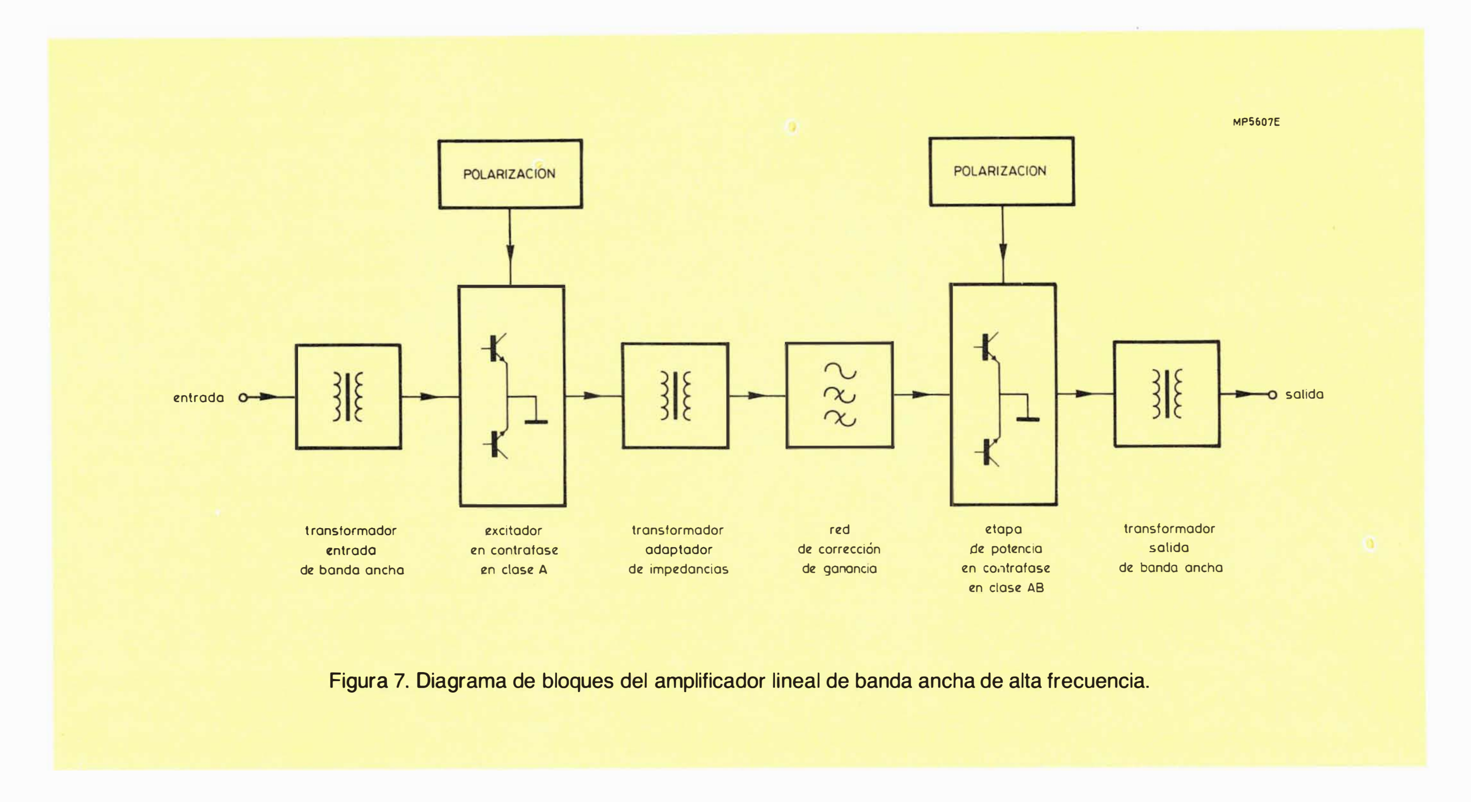



Figura 7. Diagrama de bloques del amplificador lineal de banda ancha de alta frecuencia.

## Condiciones de funcionamiento del transistor

El funcionamiento de los transistores de potencia de alta frecuencia en amplificadores lineales está limitado por consideraciones térmicas y eléctricas. En un amplificador en clase AB, las condiciones térmicas más severas se presentan cuando el amplificador está funcionando con señales de C.W. o F.M. con la máxima temperatura del radiador permisible. Entonces no se pueden excitar los transistores para la máxima salida de potencia publicada, por lo que será esencial un sobredimensionado. Será necesario un nuevo sobredimensionado si el amplificador tiene que funcionar con una carga desadaptada. Sin embargo, con modulación para conversación en AM. o en banda lateral única de bajo ciclo de trabajo, los transistores no se pueden limitar térmicamente. En estas condiciones, el fallo del dispositivo estaría causado más bien por los límites de la tensión de radiofrecuencia de colector que se sobrepasan en el funcionamiento en una carga desadaptada. A veces se utilizan circuitos de detección del nivel de pico que controlan la etapa excitadora para mantener las tensiones de radiofrecuencia de colector dentro de los límites de seguridad.

Si es necesario que el amplificador funcione con varios grados de desadaptación, incluyendo antenas abiertas y cortocircuitadas, se debe tener una protección adicional. Es usual limitar la corriente de entrada de c.c. del colector al máximo valor permitido cuando el amplificador está correctamente cargado y proporcionar un corte térmico que dispara si se excede la máxima temperatura del radiador.

Bajo severas condiciones ambientales, las anteriores consideraciones pueden hacer necesario que los transistores de potencia funcionen en niveles de potencia entre la mitad y la tercera parte del máximo teórico, especialmente cuando se trabaja cerca o en la máxima temperatura del radiador. Afortunadamente, el sobredimensionado de un amplificador en clase AB da lugar normalmente a una reducida distorsión de intermodulación.

El circuito de polarización de los transistores de potencia debe ser capaz de mantener la polarización necesaria en el ciclo de excitación y el margen de temperatura de funcionamiento completos. Para lograr esto, la alimentación de polarización debe ser de muy baja impedancia, debe ser capaz de proporcionar una corriente igual a la $I_{c\,máx}/h_{FE}$ para cada transistor y debe estar compensado en temperatura ($I_{c\,máx}$ es la corriente de pico de colector bajo condiciones de excitación de radiofrecuencia y $h_{FE}$ es la mínima ganancia especificada en esta corriente). La compensación de temperatura es necesaria debido a que la corriente de reposo en los dispositivos bipolares depende mucho de la temperatura. Los valores recomendados de la corriente de reposo para funcionamiento en clase AB se dan en los datos publicados.

La corriente de reposo puede controlarse, no perfectamente, pero suficientemente bien para evitar el embalamiento térmico y la degradación de la característica de distorsión de intermodulación, mediante el uso de una unidad de polarización de seguimiento térmico montada sobre el radiador, lo más cerca posible a los transistores de potencia.

## Transformación de impedancias

Como se muestra en la figura 7, en un típico amplificador de banda ancha de dos etapas se requieren tres transformadores de adaptación de impedancias. El transformador de salida acopla la resistencia colector a colector calculada de la etapa de potencia con la carga resistiva, normalmente 50 Ω, mientras que el transformador de entrada acopla la resistencia de la fuente, también de 50 Ω, con la resistencia de entrada de la etapa excitadora. El tercer

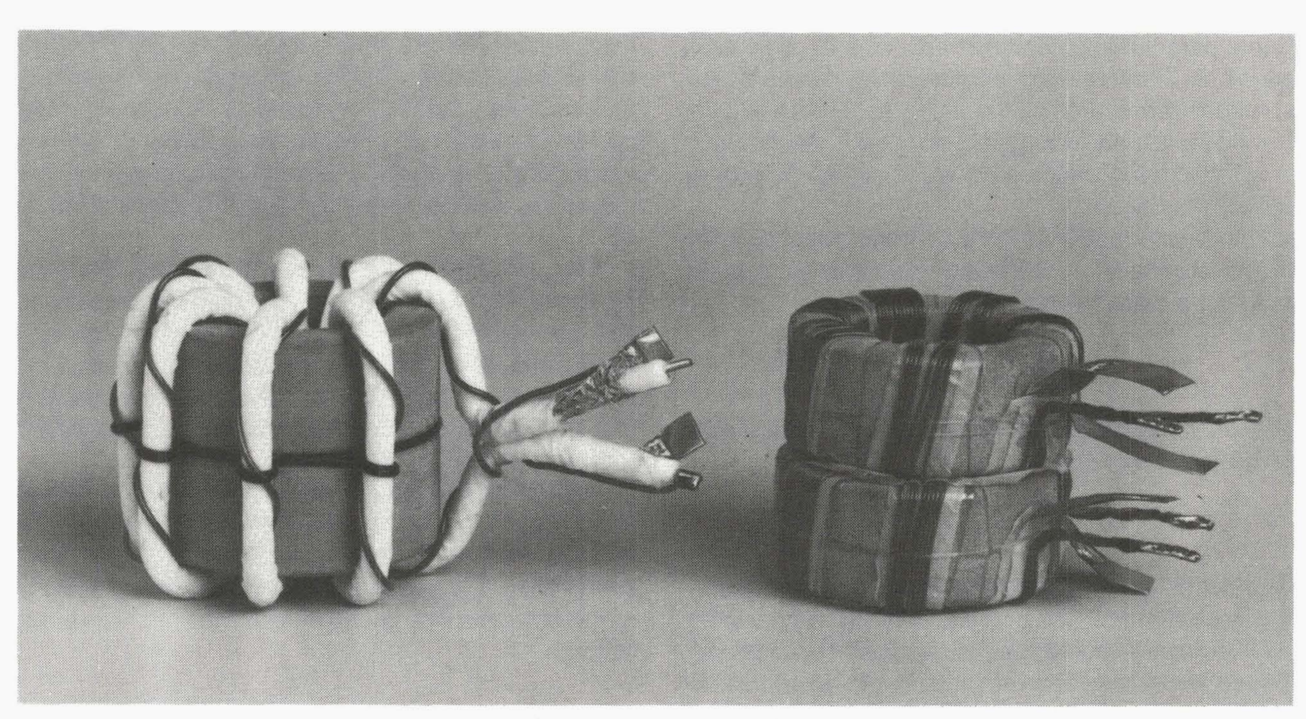


Figura 8. Transformadores de banda ancha.

transformador transforma la resistencia de salida del excitador a la entrada de la etapa de potencia y en este caso es particularmente importante una adaptación precisa de la potencia. Si no se consigue una óptima adaptación de potencia, la característica de distorsión de intermodulación de la etapa excitadora debe ser degradada seriamente. Entonces, la capacidad de potencia de la etapa excitadora debe ser aumentada.

Los transformadores de adaptación de impedancias deben diseñarse y construirse para asegurar unas bajas pérdidas y una precisa transformación de impedancias. En amplificadores lineales se utilizan dos tipos básicos: convencional, con devanados monofilares, y de línea de transmisión, con devanadas de cable coaxial miniatura o pares retorcidos de un único hilo (fig. 8).

## *Transformadores convencionales*

Un transformador de banda ancha puede estar bobinado de forma convencional utilizando un núcleo y devanados primario y secundario separados. Se debe mantener un acoplamiento fuerte entre los devanados para asegurar una precisa transformación de impedancias y unas bajas pérdidas de potencia reflejada. El material del núcleo debe mantener su permeabilidad y tener bajas pérdidas en la banda completa; un grado de ferrita adecuado es 4C6.

En teoría, es posible un margen casi infinito de relaciones de espiras, pero esto está lejos del caso práctico. Por ejemplo, no es conveniente utilizar espiras fraccionarias si se necesita mantener los terminales de conexión lo más cortos que sea posible. Sin embargo, son factibles relaciones de impedancias definidas por $m^2/n^2$ donde m y n son enteros pequeños.

## *Transformadores de línea de transmisión*

En este tipo de transformador, los devanados primario y secundario están combinados para formar una o más líneas de transmisión. Los transformadores de línea de transmisión (tales como el de la figura 9) ofrecen características de alta frecuencia muy mejoradas debido a la autocapacitancia y a la inductancia parásita de los devanados, los cuales fijan los límites de alta frecuencia de los transformadores convencionales, que están absorbidos en las características de las líneas de transmisión. Sin embargo, el margen de impedancias transformadas factible es algo limitado. Relaciones prácticas son 1:1; 4:1; 9:1 y 16:1; aparte de esto, es difícil obtener líneas de transmisión de impedancia adecuada para la realización de un determinado

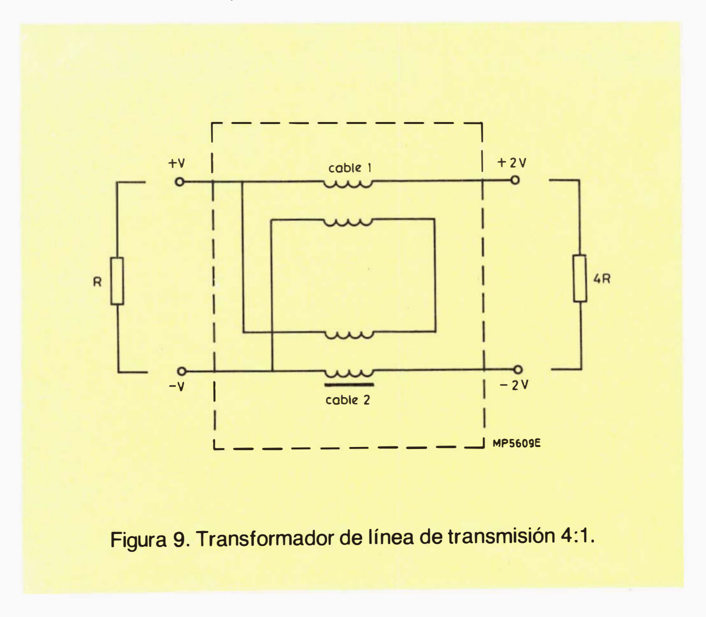



Figura 9. Transformador de línea de transmisión 4:1.

transformador. Los transformadores generalmente están bobinados en núcleos de ferrita para minimizar la longitud de la línea; para la banda de alta frecuencia es adecuado un grado 4C6. Sin embargo, el material del núcleo no es crítico en transformadores de línea de transmisión ya que el núcleo no se usa para acoplar, sino solamente para aumentar la inductancia de los devanados al final de la baja frecuencia de la banda.

Para un transformador de línea de transmisión de relación de impedancia $n^2 : 1$, la impedancia característica de la línea $Z_o$ debe elegirse de modo que:

$$Z_o = \sqrt{(R_L R_r)}, \qquad (6)$$

donde $R_L$ es la resistencia de carga y $R_r$ es la resistencia transformada. Por lo tanto:

$$Z_o = nR_L \qquad (7)$$

Como se mencionó anteriormente, sólo un número limitado de valores de $Z_o$ es práctico con líneas coaxiales disponible comercialmente, y el uso de tipos con otros valores puede ser excesivamente caro. Por tanto, el uso de transformadores de línea de transmisión está limitado a determinadas potencias y tensiones. Por ejemplo, con un sistema de 50 Ω que funciona a partir de una alimentación de 28 V a 100 W (suponiendo una onda de pico de colector de 25 V), se requiere un acoplamiento de impedancias de 4:1. Esto se puede lograr utilizando un transformador cuya relación de espiras es 2:1 construido con una línea de transmisión de 25 Ω .

## Componentes pasivos y placa del circuito

La ganancia y la impedancia de entrada de los transistores de potencia varían considerablemente sobre las cuatro octavas de la banda. Por lo tanto se incluye una red pasiva (fig. 10) en los circuitos de base para compensar que la ganancia disminuya totalmente con la frecuencia. Sin embargo, la resistencia de diseño de esta red puede ser aumentada comparada con la resistencia de entrada de los transistores de potencia, y por tanto se facilita la construcción del transformador de acoplo requerido.

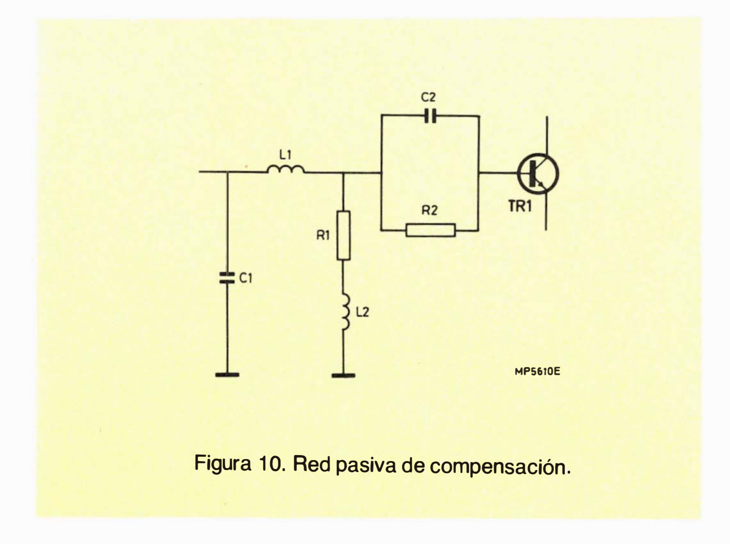



Figura 10. Red pasiva de compensación.

Las redes de compensación normalmente se diseñan a partir de datos obtenidos de los parámetros del circuito equivalente. Por otro lado, la impedancia de entrada de los transistores puede medirse utilizando amplificadores de prueba sintonizados. Después de sintonizar el amplificador de prueba con el transistor del circuito, se sustituye el transistor por un medidor de impedancia o analizador de red y se puede medir directamente la impedancia conjugada.

Los componentes pasivos utilizados en las redes de compensación y en cualquier otro lugar del circuito pueden ser tipos estándar. Sin embargo, se deben elegir tipos de bajas pérdidas y de bajas impedancias parásitas. A veces se utilizan estos componentes en combinaciones en paralelo para minimizar aún más éstas y para manejar las corrientes y potencias requeridas.

Debido a las bajas impedancias y a las elevadas corrientes que circulan en los amplificadores de potencia de radiofrecuencia, la placa de circuito y las pistas de masa son críticas. Las pistas de masa deben ser lo más cortas que sea posible y no deben afectar a las redes de entrada y salida.

## MEDIDA DE LA CARACTERÍSTICAS

Debido a que un amplificador en clase AB no sintonizado tiene una salida de armónicos relativamente alta (típicamente tres armónicos de −13 dB), la medida de la potencia máxima de la envolvente puede estar sujeta a error dependiendo del método utilizado. En la figura 11 se muestra un típico sistema de medida. El medidor de potencia mide la potencia media de radiofrecuencia del amplificador, incluyendo todos los armónicos. Con una señal de excitación de un tono, la máxima potencia de emisión (p.e.p) y los niveles C.W. son iguales. Con la señal de dos tonos utilizada para medidas de distorsión de intermodulación, la salida p.e.p. es doble que la potencia media que indica el aparato de medida. Sin embargo, con niveles altos de distorsión de intermodulación, esta relación de factor dos no continúa siendo cierta.

Con bajos niveles de armónicos, la salida puede ser suficientemente exacta para permitir medir el p.e.p. directamente por medio de un osciloscopio conectado a través de la carga. Sin embargo, si los niveles de armónicos son significantes se pueden presentar errores de hasta el 25%.

Los productos de intermodulación se miden utilizando una señal de excitación de dos tonos y un analizador de espectro. El nivel de distorsión de intermodulación se calcula normalmente con respecto a un tono de la señal de dos tonos; si se calcula con respecto al p.e.p., el nivel de intermodulación será 6 dB inferior.

## AMPLIFICADOR LINEAL DE ALTA FRECUENCIA Y BANDA ANCHA DE 400 W

El circuito que se muestra en la figura 12 ha sido desarrollado para ilustrar la eficacia de funcionamiento de los transistores BLW96 en un amplificador de alta frecuencia lineal de banda ancha.

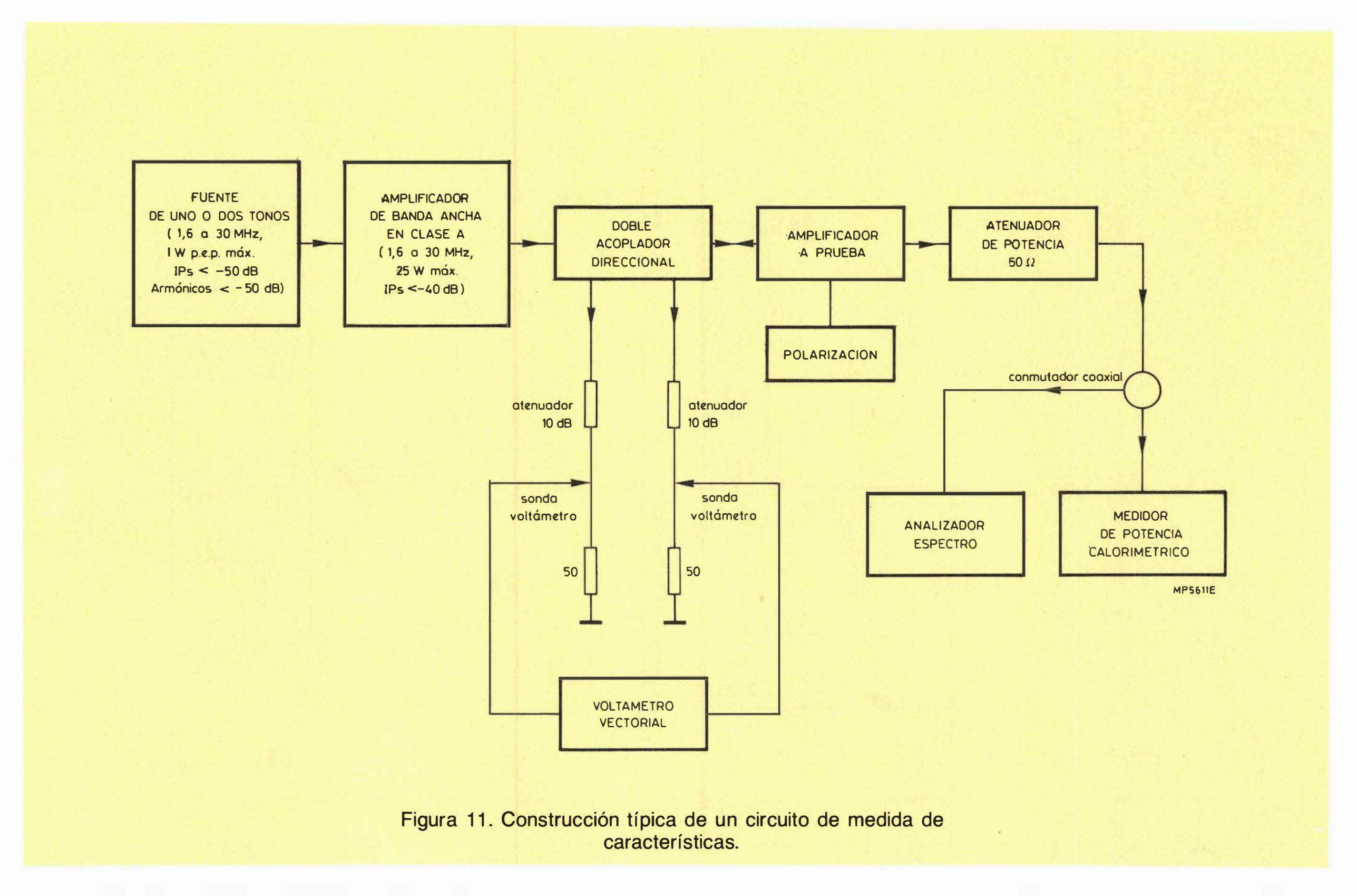



Figura 11. Construcción típica de un circuito de medida de características.

Los dos transistores BLW96 de la etapa de potencia trabajan en clase AB y están excitados por dos transistores BLW50F en clase A; el circuito completo funciona a partir de una alimentación de +50 V y es refrigerado por agua.

El amplificador puede entregar hasta 400 W de onda continua en una carga resistiva de 50 Ω de banda ancha o, cuando trabaja con modulación de banda lateral única, 400 W p.e.p. con una distorsión de intermodulación mejor que −26 dB y una ganancia total de 27 ± 2 dB sobre la banda de 1,6 a 30 MHz. Cuando trabaja con una máxima potencia de emisión de 300 W, la distorsión de intermodulación cae a −30 dB, incluso con una tensión de alimentación reducida (45 V).

## Diseño

Al diseñar el amplificador, los datos de ganancia e impedancia de entrada para ambos transistores BLW96 y BLW50F, funcionando en los niveles de potencia requeridos, se calculan primero a partir de los parámetros del circuito equivalente. A continuación se construyen circuitos de una etapa de dos transistores y se comprueban los valores calculados y las condiciones de polarización. Los datos de funcionamiento de las etapas individuales están resumidos en la tabla 1.

Cuando las dos etapas están conectadas como un amplificador de dos etapas, la disipación total depende de los niveles de potencia y eficiencia de la etapa de salida. La tabla 2 indica los niveles de la eficiencia de colector en el mejor y peor caso, logrados en un circuito de prueba BLW96 de una etapa funcionando entre 1,6 y 30 MHz. Se puede ver que, bajo las peores condiciones (C.W.), cada BLW96 disipará 220 W.

La resistencia térmica de radiofrecuencia publicada del BLW96 es 0,65ºC/W (unión a radiador) y la máxima temperatura permisible de la unión es 200ºC. Por lo tanto, para una disipación de 200 W, la temperatura del radiador no debe exceder 57ºC. Sin embargo, esto supone igual compartimento y pérdidas nulas en el circuito, y por lo tanto, en el amplificador de dos etapas de la figura 12 se utiliza refrigeración por agua.

**TABLA 1**
**Características de las etapas de potencia y de excitación**

| | Excitador | Etapa de potencia |
|---|---|---|
| *Polarización* | | |
| $V_{CE}$ (V) | 44 | 50 |
| $I_C$ | 2 × 1 A | 2 × 100 mA |
| *Un tono de 1,6 a 30 MHz* | | |
| $P_L$ (W) | 25 | 400 |
| Ganancia (dB): | | |
| – mitad banda | 15,8 | 13,4 |
| – mínima | 15,7 | 13,4 |
| – máxima | 16,4 | 15,8 |
| *Relación de ondas estacionarias de tensión (v.s.w.r.) de entrada:* | | |
| mitad banda | 1,35:1 | 1,1:1 |
| máxima | 1,36:1 | 1,45:1 |

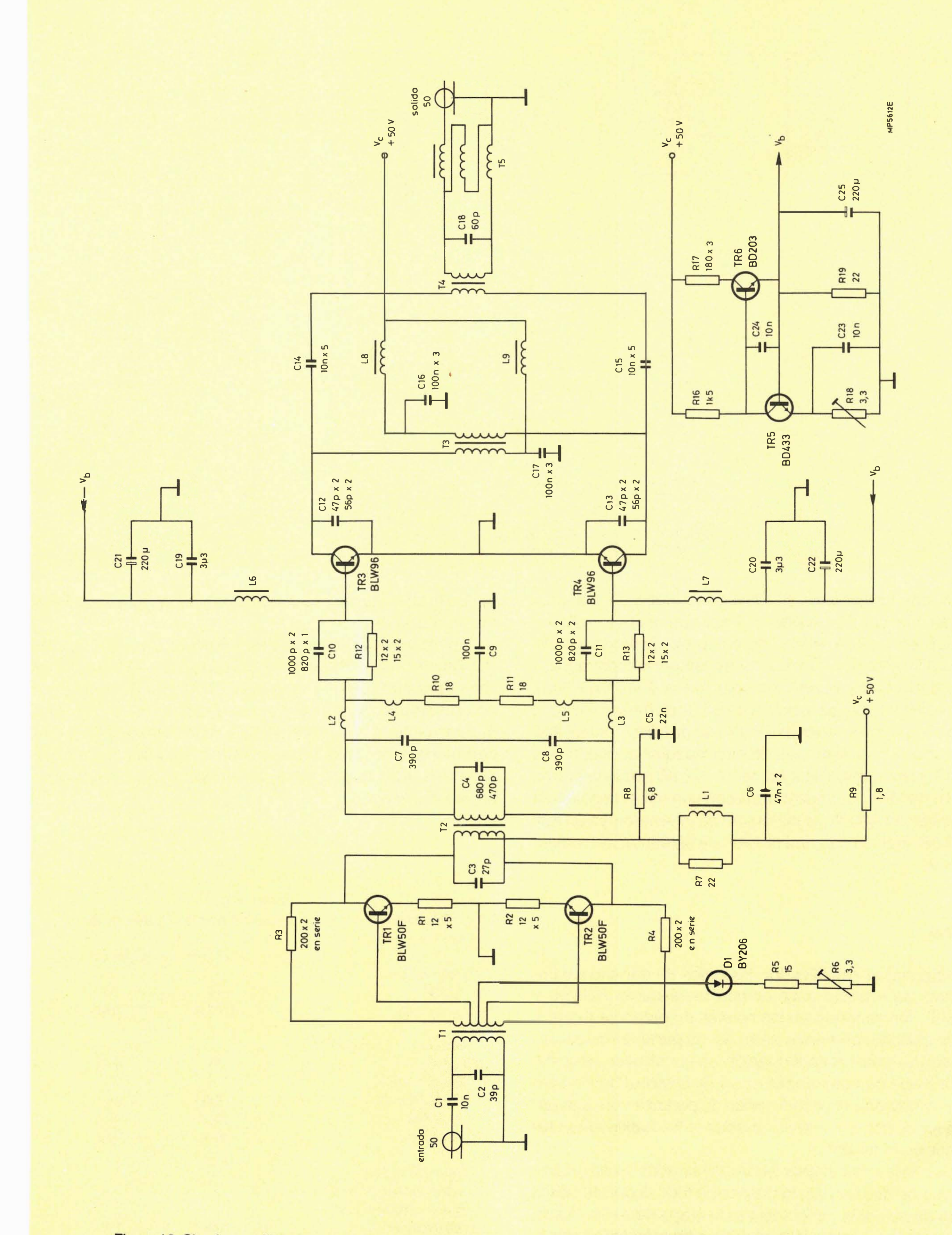



Figura 12. Circuito amplificador de 400 W p.e.p. Los grupos de los componentes en paralelo son como se indica; los datos de los componentes bobinados se dan en la tabla 3.

**TABLA 2**
**Medidas de la eficiencia en un circuito de pruebas del BLW96 de una etapa**

Señales de onda continua (C.W.) de 1,6 a 30 MHz

| $P_L$ (W) | Mejor eficiencia de colector (%) | Peor eficiencia de colector (%) |
|---|---|---|
| 400 | 65,5 | 47,5 |

Tomando el peor caso y suponiendo igual comportamiento y cero pérdidas en el circuito, cada transistor disiparía 220 W.

Señales de dos tonos de 1,6 a 30 MHz

| $P_L$ (p.e.p.) (W) | Mejor eficiencia de colector (%) | Peor eficiencia de colector (%) |
|---|---|---|
| 400 | 50 | 37,7 |
| 300 | 44 | 32 |

Tomando el peor caso y suponiendo igual comportamiento y cero pérdidas en el circuito, cada transistor disiparía 170 W.

## Circuito de dos etapas de 400 W p.e.p.

El circuito de la figura 12 está construido de acuerdo con los principios generales y la práctica descritos anteriormente.

La etapa excitadora está acoplada directamente con la etapa de potencia mediante un transformador de adaptación de impedancias $T_2$ de 100:5,5. La red de compensación de ganancia conectada entre las bases de $TR_3$ y $TR_4$ asegura que las potencias de salida de cada transistor son iguales en todos los puntos de la banda. En el caso de la etapa excitadora, realimentación negativa, se utilizan ambas redes en serie y en paralelo, como compensación, ya que la carga en esta etapa es relativamente constante.

El transformador de entrada $T_1$ está convencionalmente bobinado sobre una perla de ferrita de dos orificios, con toma en el secundario para permitir la conexión de las bases de $TR_1$ y $TR_2$ y las resistencias de realimentación en paralelo $R_3$ y $R_4$. La toma central se conecta a una red de compensación de temperatura $D_1$, $R_5$ y $R_6$. El transformador entre etapas, $T_2$transforma la impedancia colector-colector de la etapa excitadora (100 Ω ) en la impedancia de entrada de la etapa de potencia (5,5 Ω ). Convencionalmente, este transformador está bobinado también sobre dos perlas de ferrita de dos orificios apiladas con devanados en paralelo, con el fin de minimizar la inductancia de fugas. La polarización del excitador se aplica a la toma central de $T_2$, a través de una red antiparásitos.

El transformador principal de salida $T_4$ transforma la impedancia colector-colector de la etapa de salida (9,6 Ω ) a 50 Ω . Por conveniencia, este transformador también está bobinado en dos núcleos toroidales apilados, con devanados en paralelo. El transformador $T_3$ proporciona alta tensión a los transistores de potencia ofreciendo a la vez una baja impedancia a las corrientes del transistor en fase. Éste está bobinado con la línea de transmisión sobre una varilla de ferrita y es en efecto un choque de banda ancha con toma central. El transformador simétrico-asimétrico de salida, $T_5$, es una línea de transmisión bobinada sobre dos toroides apilados. Todos los componentes bobinados están provistos de compensación capacitiva de la reactancia de fugas ($C_1$, $C_2$, etc.). La tabla 3 da todos los detalles del devanado.

La polarización es proporcionada por un circuito de seguimiento térmico, también mostrado en la figura 12, en la cual $TR_5$ actúa como un sensor de temperatura. El circuito puede proporcionar hasta 800 mA, dependiendo del valor de $R_{17}$ en la carga de colector del BD203. En la práctica, la resistencia $R_{17}$ está formada por tres resistencias bobinadas de 17 W en paralelo, montadas separadamente sobre aisladores separadores en el radiador. La unidad de polarización completa está montada térmicamente sobre el radiador lo más cerca posible de los transistores de potencia.

## Funcionamiento

Las figuras 13 a 17 muestran el funcionamiento total del amplificador completo. En la figura 13 se muestran las curvas de ganancia y de v.s.w.r. de entrada bajo excitación de un tono, en función de la frecuencia, con una alimentación de 50 V y una potencia de carga de 400 W; en ellas se ve que la máxima ganancia y v.s.w.r. son 25 dB y 2:1 respectivamente. Las figuras 14 a 16 muestran los productos de intermodulación de tercer y quinto orden bajo condiciones de excitación de dos tonos con una alimentación de 50 V y potencias de carga de 200 W, 300 W y 400 W p.e.p. Se ve que para 400 W, los productos de intermodulación de tercer orden son mejores que −26 dB y para 300 W, mejores que −30 dB. La figura 17 muestra las características de intermodulación para 300 W p.e.p. pero con una alimentación de 45 V; incluso en este caso, la distorsión de intermodulación es mejor que −30 dB.

La tabla 4 indica las amplitudes de los armónicos respecto a la fundamental con el amplificador excitado con 400 W.C.W. La figura 18 muestra un prototipo de laboratorio del amplificador.

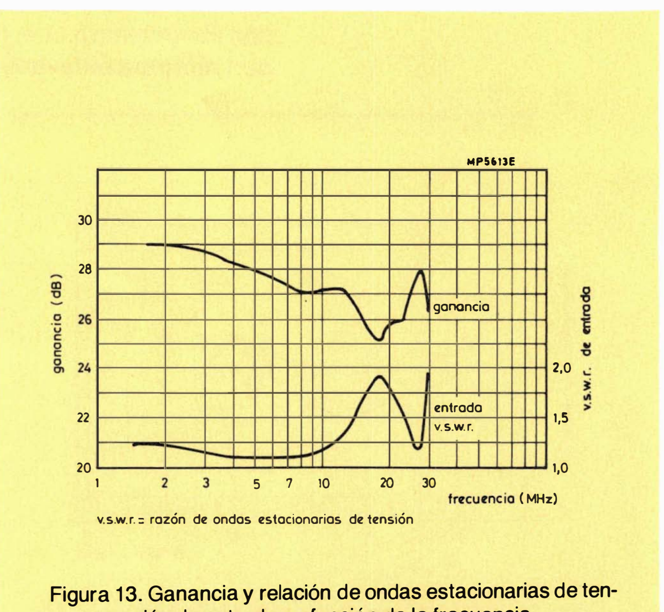



Figura 13. Ganancia y relación de ondas estacionarias de tensión de entrada en función de la frecuencia.

## TABLA 3

### Componentes bobinados (Figura 12)

| | |
|---|---|
| $L_1$, $L_6$, $L_7$ | 25 espiras de cobre de 0,55 mm de espesor sobre una perla de ferrita de grado 3B de 6 orificios, tipo 4312 020 31500. |
| $L_8$, $L_9$ | 3 lazos paralelos a través de una perla de ferrita de grado 3B con 6 orificios, tipo 4312 020 31500. |
| $L_2$, $L_3$ | 13,9 nH |
| $L_4$, $L_5$ | 21 nH |
| $T_1$ | Relación de espiras 1:1,5. Bobinado sobre una perla de ferrita de grado 4B1 de 2 orificos, tipo 4312 020 31520.<br>Primario: 4 espiras de cobre de 2 x 0,45 mm en paralelo<br>Secundario: 6 espiras de cobre de 2 x 0,45 mm en paralelo, con toma central y a 2 x 1 espiras del centro. |
| $T_2$ | relación de espiras 4,5:1. Comprende dos transformadores con devanados primario y secundario en paralelo, cada uno bobinado sobre una perla de ferrita de grado 4B1 de 2 orificios tipo 4312 020 31520.<br>Primario: 9 espiras de cobre esmaltado de 0,45 mm con toma central.<br>Secundario: 2 espiras de cobre esmaltado de 2 x 0,45 mm en paralelo. |
| $T_3$ | 4 espiras de cobre de 1 mm divididas, bobinadas sobre 50 mm de antena de varilla (o equivalente) de ferrita de grado 4A10. |
| $T_4$ | Relación de espiras 2,33:1. Comprende dos transformadores con devanados primario y secundario en paralelo, cada uno bobinado sobre toroides de ferrita de grado 4C6 de 36 x 23 x 15 mm, tipo 4322 020 97200.<br>Primario: 16 espiras de cinta ancha de cobre de 8 mm<br>Secundario: 14 espiras de cobre esmaltado de 4 x 0,5 mm en paralelo<br>Devanados por una cinta estrecha de p.t.f.e. (teflón) de 0,25 mm. |
| $T_5$ | Adaptador de salida. Bobinado en dos toroides de grado 4C6, 36 x 23 x 15 mm, tipo 4322 020 97200; 8 espiras de cable coaxial de 50 con aislamiento p.t.f.e. (teflón) y diámetro externo de 4 mm, y 8 espiras de 1 mm para el devanado de compensación. |

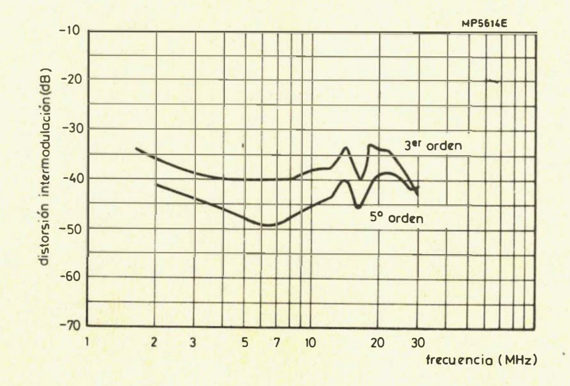



Figura 14. Características de intermodulación para una salida de 200 W p.e.p. y una alimentación de 50 V.

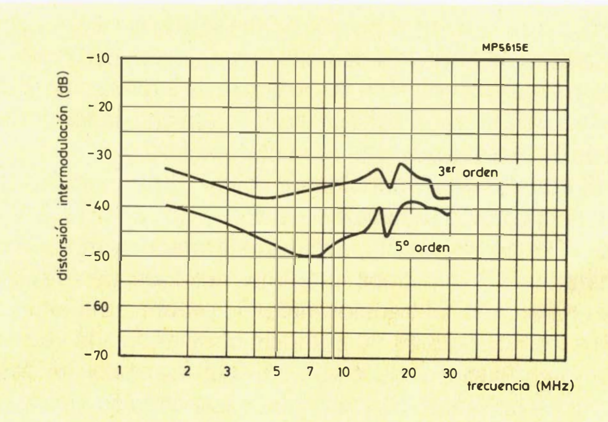



Figura 15. Característica de intermodulación para una salida de 300 W p.e.p. y una alimentación de 5 V.

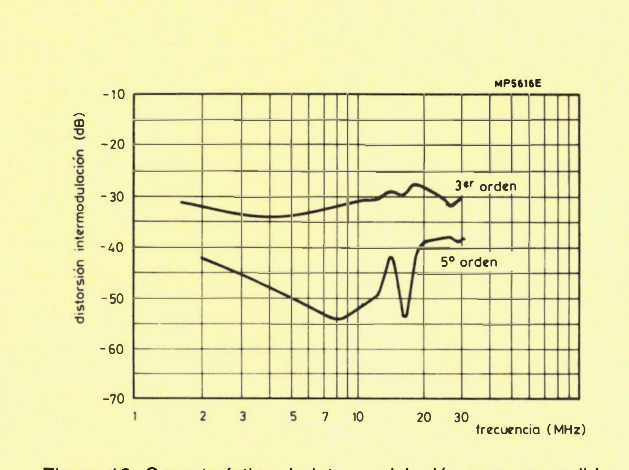



Figura 16. Característica de intermodulación para una salida de 400 W p.e.p. y una alimentación de 5 V.

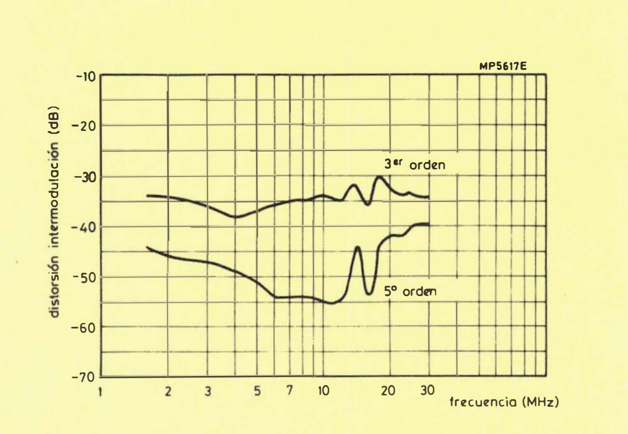



Figura 17. Característica de intermodulación para una salida de 300 W p.e.p. y una alimentación de 45 V.

**Tabla 4.- Generación de armónicos.**

| $f_1$ MHz | $f_2$ dB | $f_3$ dB | $f_4$ dB | $f_5$ dB | $f_6$ dB | $f_7$ dB | $f_8$ dB | $f_9$ dB | $f_{10}$ dB |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1.6 | −46 | −19 | −56 | −34 | −48 | −48 | −50 | −45 | −59 |
| 3.5 | −45 | −19 | −50 | −33 | −58 | −44 | −56 | −45 | −60 |
| 7 | −54 | −18 | −50 | −29 | −48 | −40 | – | – | – |
| 10 | −48 | −17 | −45 | −32 | −55 | −50 | – | – | – |
| 14 | −43 | −16 | −50 | −44 | – | – | – | – | – |
| 20 | −34 | −25 | – | – | – | – | – | – | – |
| 28 | −40 | −45 | – | – | – | – | – | – | – |

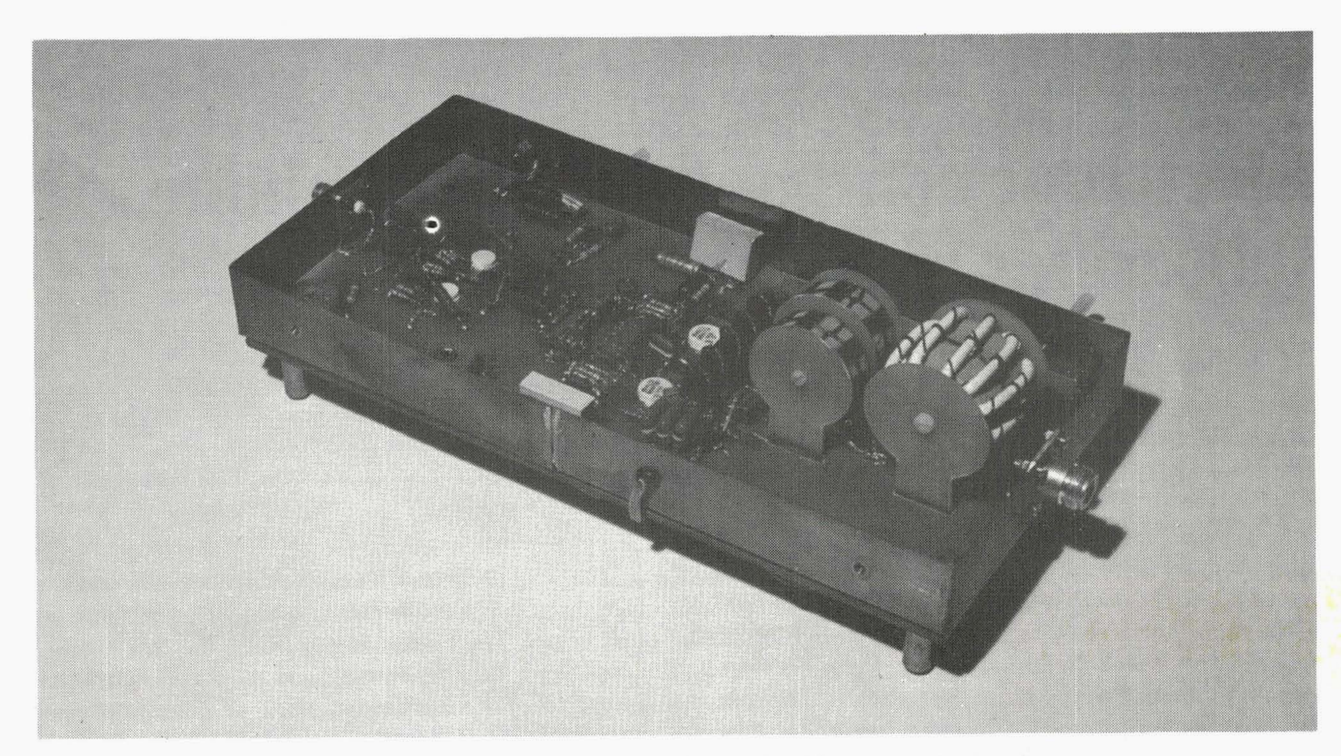


Figura 18. Prototipo de laboratorio del amplificador lineal de banda ancha de 400 W p.e.p.

# TRIACS Y TIRISTORES

## En cápsula plástica TO–220

# RESISTENTES

- Soldadura eutéctica del cristal.
- Pasivación por vidrio del cristal.
- Soldadura ultrasónica de las conexiones.
- Encapsulado en silicona pura.
- Radiador de cobre de una sola pieza.



**TRIACS**

| | |
|---|---|
| BT 136 | 4 Amp. |
| BT 137 | 8 Amp. |
| BT 138 | 12 Amp. |
| BT 139 | 16 Amp. |

**TIRISTORES***

| | |
|---|---|
| BT 151 | 7'5 Amp. |
| BT 152 | 13 Amp. |
| BT 153* | 4 Amp. |
| BT 154* | 5 Amp. |
| BT 155* | 5 Amp. |

* Rapidos




**Miniwatt s.a.**

división comercial barcelona-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex n. 54666 copre e madrid-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00

domicilio social y división industrial barcelona-4 paseo zona franca, 15 telf. 331 51 00 telex n. 52523 miniw e

# Circuitos excitadores básicos para GTO

**Ni tiristor ni transistor, el GTO tiene ventajas prácticas sobre ambos como dispositivo conmutador de potencia, siempre que sea utilizado adecuadamente. Este artículo describe cuatro circuitos excitadores para GTO en una gama de aplicaciones que van desde aparatos electrodomésticos a circuitos de deflexión horizontal en televisión y fuentes de alimentación conmutadas.**

El desarrollo de las técnicas de conmutación electrónica de potencia ha recibido un fuerte impulso con la introducción del conmutador de bloqueo por puerta (GTO). Como dispositivo de tres terminales de unión PNPN, el GTO es de construcción y funcionamiento similar al tiristor convencional, y como él puede ser llevado a conducción por una corriente positiva inyectada en su puerta. Sin embargo, el GTO es un dispositivo más versátil ya que puede ser bloqueado extrayendo corriente de su puerta. Esto se consigue aplicando directamente entre puerta y cátodo una tensión comprendida entre −5 y −10 V. Así pues, el GTO posee la capacidad de bloquear tensiones elevadas y de soportar las elevadas sobrecorrientes propias del tiristor, pero estas cualidades están asociadas con la facilidad de excitación por puerta y la rápida conmutación propias del transistor bipolar. En la "Revista Miniwatt", vol. 20 nº. 4 se describió el GTO y en vol. 21 nº. 3, se hizo una detallada exposición de como interpretar los datos del dispositivo.

El aprovechamiento total de las posibilidades de cualquier dispositivo sólo se puede conseguir incorporándolo en un circuito diseñado correctamente. Esto puede representar un problema cuando se trata de nuevos dispositivos, como es el GTO, ya que puede significar el apartarse de la experiencia anterior del diseñador. Este artículo describe cuatro circuitos excitadores para GTO que facilitarán un funcionamiento correcto del dispositivo en una amplia gama de aplicaciones.

El circuito adecuado para una determinada aplicación depende en gran manera de si es necesario o no el aislamiento y del margen de frecuencias y ciclos de trabajo de la conmutación. El aislamiento de la señal de control es a menudo esencial en fuentes de alimentación conmutadas profesionales y en sistemas de control de la velocidad de motores, aunque no es normalmente necesario en aplicaciones domésticas en las que un coste bajo es de primordial importancia. En las fuentes conmutadas, el ciclo de trabajo está típicamente situado entre el 5 y el 50% con una frecuencia de conmutación del orden de decenas de kHz, mientras que en los sistemas de control de motor, el margen de ciclos de trabajo va de menos del 1% a más del 99% con frecuencias que son a menudo del orden de decenas de Hertzios.

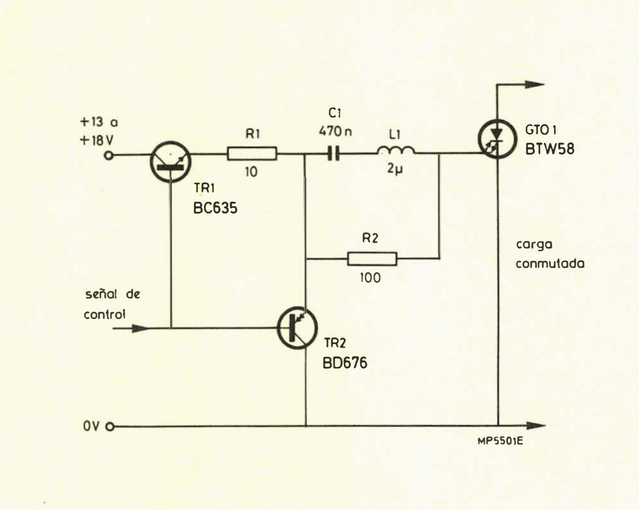



Figura 1.– Circuito sencillo de excitación directa.

Modelo de laboratorio del circuito que muestra la figura 1

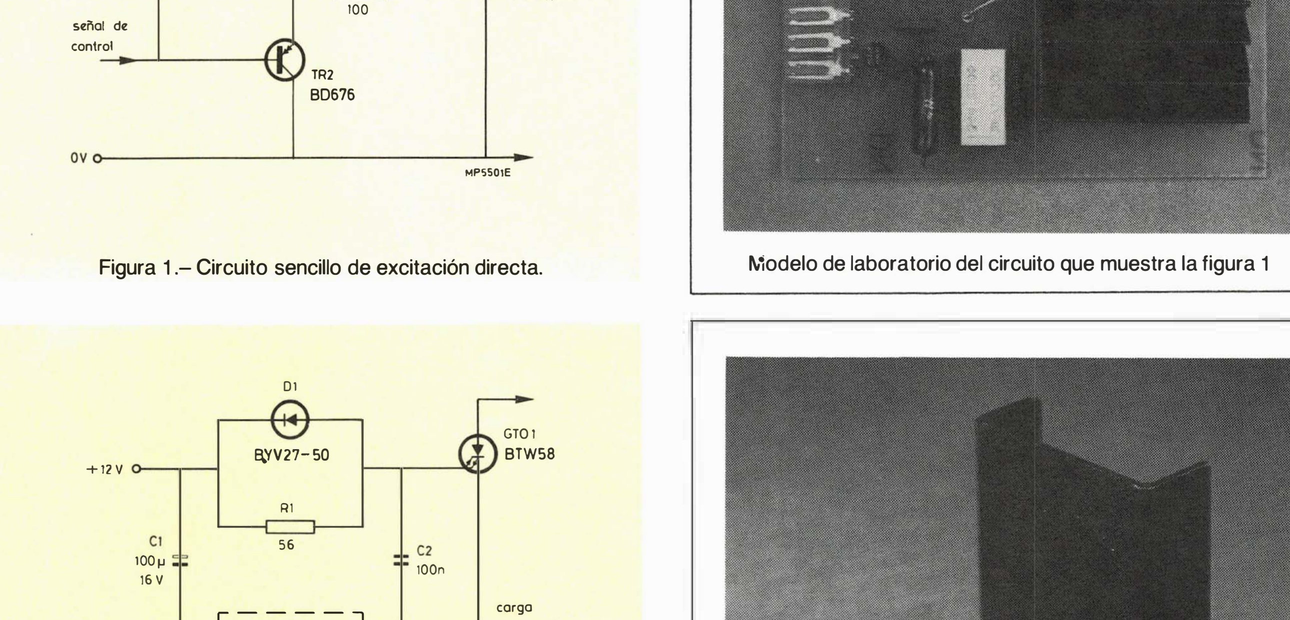



Figura 2.– Circuito de excitación por cátodo compatible con circuitos lógicos de tecnología MOS.

Modelo de laboratorio del circuito que muestra la figura 2

## CIRCUITOS EXCITADORES NO AISLADOS

### Excitación directa de puerta

La figura 1 muestra un circuito excitador de puerta no aislado. Combinando simplicidad y bajo coste, este circuito tiene un margen limitado de ciclos de trabajo y el margen de corrientes conmutables viene determinado por la tensión de alimentación de la puerta. Las principales aplicaciones de este circuito son las fuentes conmutadas para la televisión, los circuitos de desviación horizontal y las fuentes de alimentación resonantes en serie (SRPS) sencillas.

El GTO es llevado a conducción por la corriente suministrada por TR1. El resistor R1 limita el nivel inicial de la corriente de puerta, y mientras TR1 está conduciendo se almacena carga en el condensador C1. La máxima tensión a la que se carga C1 está limitada a unos 10 V por la tensión de alimentación y los valores de R1 y R2. Cuando C1 se ha cargado, la corriente de puerta del GTO baja a un nivel inferior determinado por R2.

El bloqueo se inicia cuando el transistor darlington TR2 pasa a conducir. La tensión de C1 es entonces aplicada directamente entre puerta y cátodo del GTO. La carga es por lo tanto extraída de la puerta, y el GTO se bloquea. La capacidad de C1 es tal que la carga extraída de la puerta durante el bloqueo reduce su tensión en solamente uno o dos voltios.

La limitación del margen del ciclo de trabajo asociada a

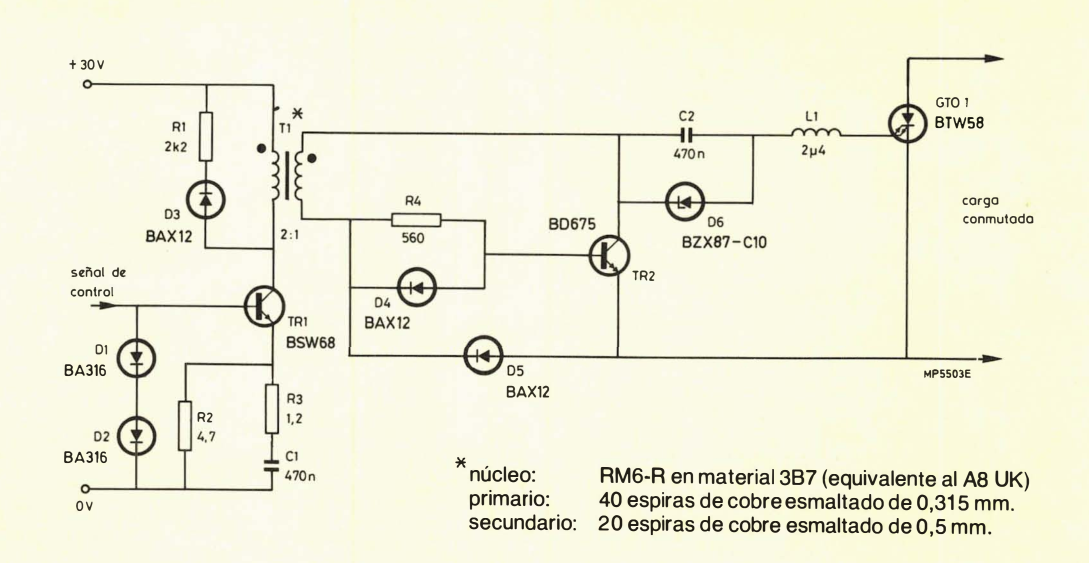



Figura 3.– Circuito excitador aislado para fuentes de alimentación conmutada y conmutada resonante.

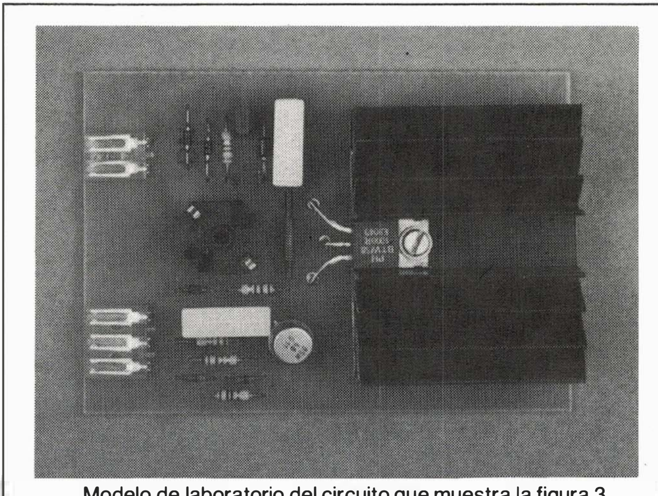
este circuito surge de la necesidad de que el periodo de conducción del GTO sea lo suficientemente largo como para cargar C1 a través de TR1 y R1. Esto es particularmente importante durante los primeros ciclos de conmutación cuando C1 recibe su carga inicial.

Este circuito puede bloquear una corriente de pico de ánodo de 6 A sujeta a una pendiente de subida aplicada al ánodo de 500 V/μs y una tensión anódica de 1500 V. El tiempo mínimo necesario de conducción del GTO es de 5 μs.

## Excitación por cátodo compatible con MOS

El circuito de la figura 2 controla al GTO conmutando la corriente de cátodo por medio de un transistor POWERMOS. Entre las ventajas que resultan de esta disposición se puede destacar una entrada de control compatible con circuitos lógicos de tecnología MOS, unas buenas características de conmutación, y una corriente de ánodo de más de 10 A controlable en el GTO. El circuito puede ser utilizado para conmutar impulsos dentro de un margen de ciclos de trabajo muy amplio, y la frecuencia de conmutación se extiende por debajo hasta la c.c.. El área principal de aplicación de este circuito es el de control de motores de c.c. en electrodomésticos grandes.

Con TR1 conduciendo, el GTO es llevado a conducción por la corriente de descarga de C2 sobre la puerta. Cuando C2 se ha descargado, la corriente de puerta se mantiene a través de R1. Por el hecho de que la corriente inicial de puerta del GTO sea suministrada por C2, se asegura que el GTO sea rápidamente forzado a plena conducción, incluso con una pendiente de subida de la corriente anódica muy elevada. Cuando TR1 es bloqueado, la corriente de cátodo del GTO pasa muy rápidamente a la puerta. Inicialmente esta corriente de puerta fluye a través de C2, y cuando este condensador se ha cargado a 12 V fluye a través de C1 y D1. La energía extraída de la puerta del GTO durante su bloqueo es así almacenada en C2, y utilizada



Modelo de laboratorio del circuito que muestra la figura 3

de nuevo para hacer conducir al GTO durante el próximo ciclo de conmutación.

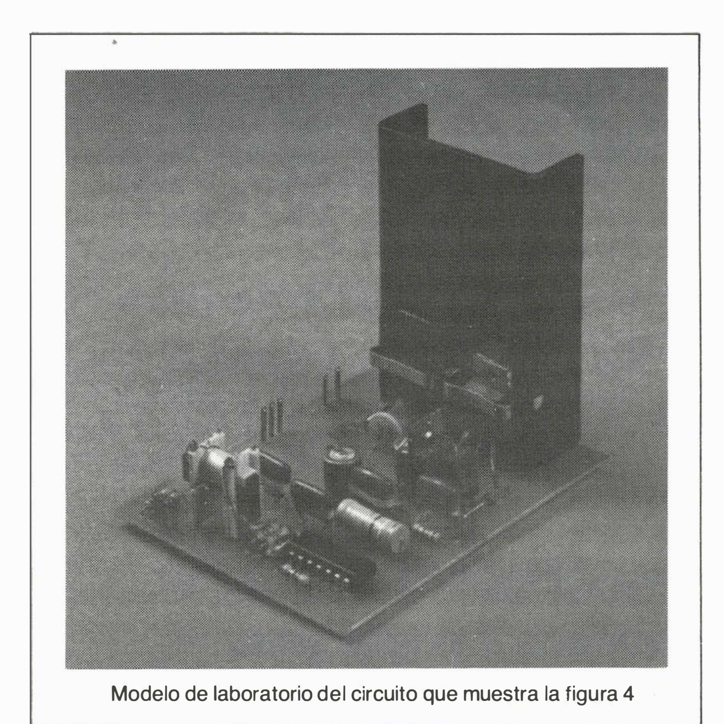
Este circuito puede conmutar una corriente de ánodo de 12 A. La pendiente de subida de la tensión aplicada debe estar limitada a 500 V/μs, y la tensión de pico de ánodo no debe exceder los 1500 V. No hay limitación en el margen del ciclo de trabajo.

## CIRCUITOS EXCITADORES AISLADOS

### Circuito de excitación para fuentes de alimentación conmutadas y conmutadas resonantes

En el circuito excitador que muestra la figura 3, la señal de control es aislada por medio de un simple transformador de impulsos. El empleo de este circuito está restringido a aplicaciones en las que la frecuencia de conmutación es suficientemente elevada como para permitir la utilización

Figura 4.– Circuito de excitación aislado que permite un margen elevado de frecuencias de conmutación.



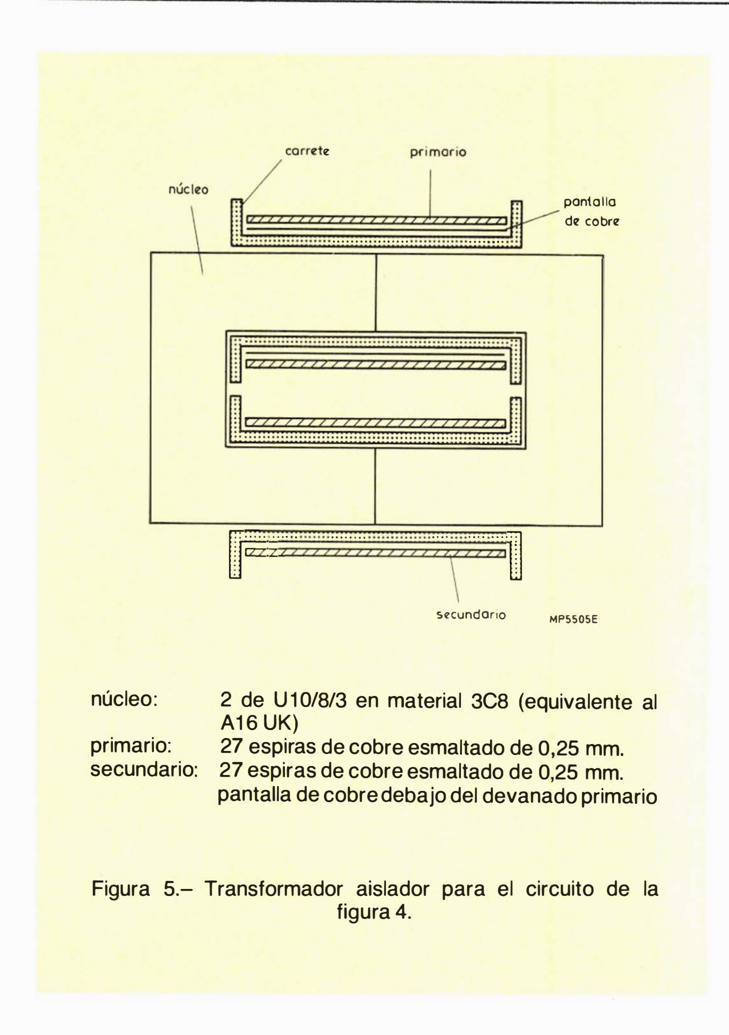
Modelo de laboratorio del circuito que muestra la figura 4

de un pequeño transformador con baja autoinducción de pérdidas. El ciclo de trabajo mínimo es determinado por el tiempo necesario para cargar C2 en el circuito de puerta del GTO, mientras que el máximo ciclo de trabajo está limitado por el tiempo necesario para desmagnetizar el núcleo del transformador. Las principales áreas de aplicación son las fuentes de alimentación conmutadas y conmutadas resonantes aisladas, en las que el ciclo de trabajo está típicamente situado en el margen comprendido entre el 5 y el 50% y la frecuencia de conmutación es de 10 a 40 k Hz.

El GTO conduce cuando TR1 es llevado a conducción. Con TR1 conduciendo, la corriente en el primario del transformador T1 es controlada por la tensión en la base de TR1 y la red formada por R2, R3 y C1 en el emisor de TR1. Esta corriente tiene un alto valor inicial de unos 500 mA, cayendo a 125 mA con una constante de tiempo de 600 ns. La relación de espiras de T1 es de 2:1, lo que da una corriente de puerta inicial de alrededor de 1 A que cae a 250 mA. La corriente de puerta del GTO fluye a través de C2, L1, la unión puerta-cátodo, y D5. Mientras la corriente fluye a través de la puerta, TR2 tiene una tensión base-emisor negativa y por ello se mantiene bloqueado. La tensión en C2 está limitada a 10 V por la tensión del diodo regulador D6.

Para bloquear el GTO, se bloquea el transistor TR1. La energía almacenada en T1 provoca la inversión de la tensión en el devanado secundario. Esta tensión lleva a conducción a TR2, aplicando la tensión de C2 a la unión puerta-cátodo del GTO. La corriente sale de la puerta para descargar a C2, bloqueando al GTO.

Elegiendo un condensador de valor adecuado, la caida de tensión en C2 durante el bloqueo está limitada únicamente a uno o dos voltios. La autoinducción en la puerta




núcleo: 2 de U10/8/3 en material 3C8 (equivalente al A16 UK)
primario: 27 espiras de cobre esmaltado de 0,25 mm.
secundario: 27 espiras de cobre esmaltado de 0,25 mm.
pantalla de cobre debajo del devanado primario

Figura 5.– Transformador aislador para el circuito de la figura 4.

del GTO, L1, prolonga el período de tiempo durante el cual la unión puerta-cátodo del GTO permanece en avalancha por ruptura y asegura también que TR2 continue conduciendo hasta que el GTO se haya bloqueado completamente. El diodo D4 se incluye para asegurar un bloqueo rápido de TR2 cuando TR1 es bloqueado. Sin este diodo, una parte de la corriente de pico inicial en la puerta del GTO sería cortocircuitada por TR2.

Con este circuito la corriente de pico controlable en el GTO es de 5 A y está sujeto a una pendiente máxima de subida de la tensión de ánodo de 800 V/$\mu$s y una tensión de pico de 800 V. El margen del ciclo de trabajo está comprendido entre el 5 y 50%.

## Circuito de excitación con ancho margen de frecuencia de conmutación

En el circuito de la figura 4, la señal de control es aislada por un pequeño transformador de impulsos T1 con un mínimo de capacidad entre devanados y baja autoinducción. La construcción de T1 se indica en la figura 5. Además de la fuente de alimentación para el transistor que conmuta el transformador de impulsos, TR1, este circuito necesita alimentaciones aisladas para bloquear al GTO. Sin embargo, el circuito ha sido diseñado para ser utilizado en el inversor de accionamiento de motores trifásicos de c.a.; y en esta aplicación, el coste adicional necesario para proveer estas alimentaciones extras es relativamente bajo en comparación con el costo de los seis dispositivos conmutadores. En el siguiente apartado se describe una fuente de alimentación adecuada.

La inductancia de T1 se hace baja, de forma que la constante de tiempo L/R del circuito primario sea de 1 $\mu$s. La tensión secundaria del transformador es por ello la versión diferenciada de la señal de entrada del control. Las dos puertas lógicas LOCMOS, CI1a y CI1b actuan como una combinación de disparador de Schmitt y circuito de memoria y por lo tanto la salida de CI1a es una forma de onda rectangular semejante a la señal de entrada del control. La salida de CI1a reforzada por CI1c a CI1f, controla el transistor Darlington TR2. Este transistor se utiliza para bloquear al GTO, extrayendo corriente a través de D2 que se acumula en el condensador de filtro C4, que está conectado a la alimentación de −12 V. La inductancia presente en el bucle formado por la unión puerta-cátodo del GTO, D2, TR2 y C4 debe ser mantenida a un valor tan bajo como sea posible, preferiblemente por debajo de 1 $\mu$H.

Cuando se bloquea TR2, TR3 conduce y el GTO pasa a conducir una corriente positiva de puerta determinada por la red R9, C5 y R10. Los periodos mínimos de conducción y bloqueo del GTO admisibles, se han hecho lo suficientemente reducidos como para que el circuito sea adecuado para el control de velocidad de motores de c.a. por modulación de anchura de impulsos. No existe límite inferior para la frecuencia de conmutación.

El circuito puede conmutar una corriente de pico de ánodo de 6 A, la anchura mínima del impulso es de 2 $\mu$s, y el margen de frecuencias de conmutación va desde c.c. a 5 kHz. La pendiente de subida de la tensión aplicada a T1 no debe exceder de 2 kV/$\mu$s.

## Fuente de alimentación con múltiples salidas aisladas

La figura 6 muestra una fuente de alimentación sencilla y económica, adecuada para generar las múltiples alimentaciones aisladas necesarias cuando se utiliza el circuito de la figura 4 en el inversor del sistema de control de la velocidad de motores de c.a.. El oscilador CI1 hace que TR1 conmute a una frecuencia de unos 60 kHz. El transformador T1 tiene una relación de transformación de 1:3, lo que proporciona una tensión secundaria de unos 65 V pico a pico. Los transformadores T2, T3 y T4 reducen la tensión a unos 22 V pico a pico para los tres GTO de la parte superior en un puente inversor, y el transformador T5 proporciona 22 V pico a pico para los tres GTO de la parte inferior del puente. Cuando TR1 está conduciendo, conducen los diodos de D5 a D10, cargando los condensadores conectados a las alimentaciones positivas en los circuitos excitadores de los GTO (C6 en la figura 4). Cuando TR1 se bloquea, la energía almacenada en los núcleos de los transformadores de T1 a T5 carga (a través de los diodos de D11 a D16) los condensadores conectados a la alimentación negativa en los circuitos excitadores de los GTO (C4 en la figura 4). Los diodos D17, D18, D19 y D20 limitan las salidas negativas a −12 V. □

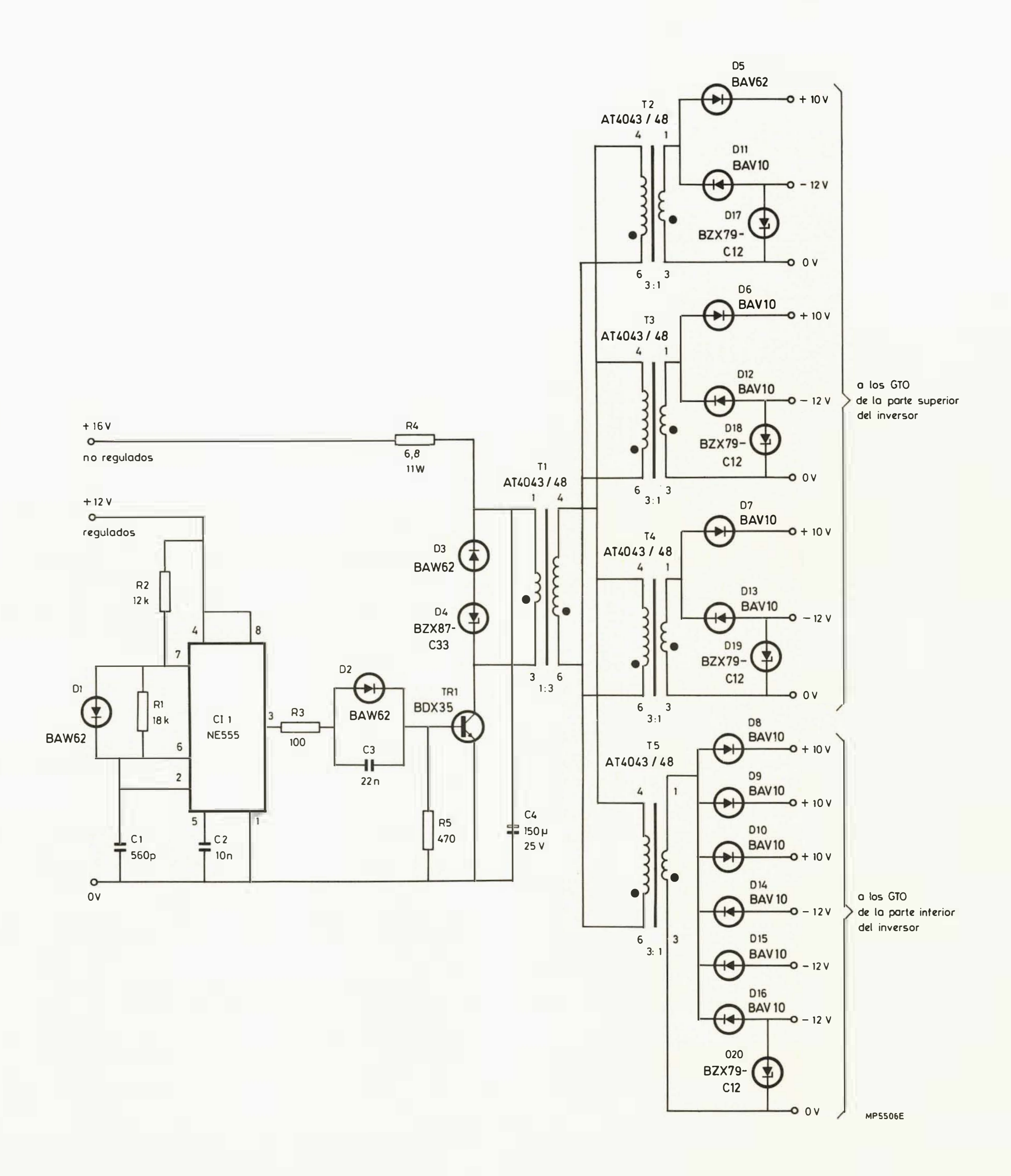



Figura 6.– Fuente de alimentación aislada con múltiples salidas.

# Nueva serie de memorias PROM de gran capacidad

Las memorias deben satisfacer varias exigencias elementales.
Las principales son:

- gran velocidad,
- consumo reducido y por tanto poca disipación,
- precio bajo.

Normalmente, el problema está en que la mejora de una de las características se realiza en detrimento de las otras. Por ejemplo, el aumento de la capacidad de almacenamiento provoca un aumento de la disipación.

Signetics ha logrado desarrollar nuevas memorias que ofrecen mejoras en una o varias características.

Las memorias bipolares PROM, 82HS181, 82H185 y 82H191, que tienen una capacidad de 8 y 16 K bits, son parte de estas nuevas memorias.

## PROM DE 8 K BITS 82HS181

Esta PROM bipolar tiene una capacidad de 8.192 bits con una configuración de 1024 × 8 bits y un tiempo de acceso máximo de 55 ns (tipo N82HS181) ó 80 ns (S82HS181). Puede ser programada por el propio usuario a través de los terminales de conexión normales, y por tanto no tiene terminales suplementarios para la programación.

Todas las salidas de la PROM están en principio en nivel bajo. Las salidas de una dirección especificada pueden pasarse a nivel alto para la programación, es decir realizando los puentes de niquel-cromo en la matriz. La 82HS181 tiene un decodificador de dirección incorporado y cuatro entradas de "desinhibición". Estas últimas permiten conocer de forma sencilla la capacidad de memoria de un sistema.

La 82HS181 tiene salidas de tres estados, que son ideales para optimizar las aplicaciones en un sistema con estructura de barra. La 82HS181 está disponible en dos márgenes de temperatura de funcionamiento. La 82HS181 está diseñada para las aplicaciones generales donde el margen de temperatura de funcionamiento se extiende de 0 a 75°C. Este tipo está encapsulado en una cápsula CERDIP de plástico con 24 terminales.

La S82HS181 es la versión "militar"; tiene un margen de temperatura de funcionamiento de −55 a +125°C y está disponible en cápsula CERDIP, FLATRACK y G. Esta cápsula es de forma cuadrada con terminales de conexión no convencionales.

Para todas las versiones, la disipación media es de 85 $\mu$W por bit y la tensión de alimentación es de +5 V.

**Tabla 1. Comparación de algunas memorias PROM.**

| Tipo | Capacidad (bits) | Tiempo de acceso máx. (ns) | Disipación (µw / bit) |
|---|---|---|---|
| 82S181 | 1024 x 8 | 70 | 85 |
| 82HS181 | 1024 x 8 | 55 | 85 |
| 82LS181 | 1024 x 8 | 120 | 37 |
| 82PS181 | 1024 x 8 | 70 | 85 |
| 82S185 | 2048 x 4 | 100 | 50 |
| 82HS185 | 2048 x 4 | 60 | 50 |
| 82S191 | 2048 x 8 | 80 | 40 |
| 82HS191 | 2048 x 8 | 60 | 20 |

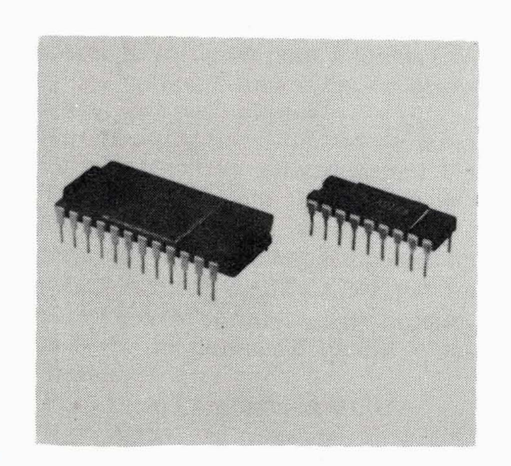


**Tabla 2. Memorias PROM bipolares de Signetics.**

| Tipo | Capacidad | Salidas* | Tiempo de acceso (ns) | $I_{cc.}$ máx. (mA) |
|---|---|---|---|---|
| **256 bits** | | | | |
| 82S23 | 32 x 8 | OC | 50 | 77 |
| 82S123 | 32 x 8 | TS | 50 | 77 |
| **1 Kbits** | | | | |
| 82S126 | 256 x 4 | OC | 50 | 120 |
| 82S129 | 256 x 4 | TS | 50 | 120 |
| **2 Kbits** | | | | |
| 82S130 | 512 x 4 | OC | 50 | 140 |
| 82S131 | 512 x 4 | TS | 50 | 140 |
| **4 Kbits** | | | | |
| 82S115 | 512 x 8 | TS | 60 | 175 |
| 82S141 | 512 x 8 | TS | 60 | 175 |
| 82HS147 | 512 x 8 | TS | 45 | 155 |
| 82S137 | 1024 x 4 | TS | 60 | 140 |
| 82HS137 | 1024 x 4 | TS | 45 | 140 |
| **8 Kbits** | | | | |
| 82S180 | 1024 x 8 | OC | 70 | 175 |
| 82S181 | 1024 x 8 | TS | 70 | 175 |
| 82LS181 | 1024 x 8 | TS | 120 | 80 |
| 82PS181 | 1024 x 8 | TS | 70 | 185 |
| 82HS181 | 1024 x 8 | TS | 55 | 175 |
| 82S2708 | 1024 x 8 | TS | 70 | 175 |
| 82S183 | 1024 x 8 | TS | 60 | 175 |
| 82S185 | 2048 x 4 | TS | 100 | 120 |
| 82HS185 | 2048 x 4 | TS | 60 | 155 |
| **16 Kbits** | | | | |
| 82S191 | 2048 x 8 | TS | 80 | 175 |
| 82HS191 | 2048 x 8 | TS | 60 | 175 |
| 82S195 | 4096 x 4 | TS | 70 | 155 |
| **32 Kbits** | | | | |
| 82S321 | 4096 x 8 | TS | 90 | 175 |

*OC = Salida de colector abierto; TS = salida de tres estados.

## PROM DE 8 K BITS 82HS185

En grandes rasgos, esta PROM es muy semejante al tipo 82HS181. Las diferencias esenciales son: la organización (2.048 × 4 bits), la disipación de sólo 50 μW por bit y una única entrada ("chip enable") de desinhibición del chip (en lugar de cuatro).

Por otro lado, esta PROM está disponible exclusivamente con salidas de tres estados. Para las aplicaciones generales, esta PROM está diseñada para trabajar con un margen de temperatura de 0 a 75ºC en un encapsulado de plástico o CERDIP. El número de tipo es N82HS185.

La versión militar (−55 a +125ºC está disponible con la denominación S82HS185 en un encapsulado CERDIP o FLATPACK.

## PROM DE 16 K BITS 82HS191

La PROM 82HS191 tiene una capacidad de 16384 bits. Esta capacidad elevada y la gran densidad que implica se obtienen gracias a que se ha podido reducir la disipación a 20 μW por bit. La 82HS191 posee salidas de tres estados. El tiempo de acceso, las tensiones de alimentación y los niveles de salida son idénticos a los de la 82HS191.

La versión N82HS191 está diseñada para las aplicaciones generales con un margen de temperatura de 0 a 75ºC en un encapsulado de CERDIP o FLAT-PACK. La versión militar lleva el número S82HS191 y está disponible en cápsula CERDIP, FLAT-PACK o G.

## COMPARACION CON OTRAS MEMORIAS PROM

Al describir estas tres memorias PROM se ha hecho especial hincapié en la velocidad más elevada posible. Sin embargo, existen otras memorias PROM con la misma configuración pero donde destacan otras características. La tabla 1 permite comparar diversas memorias PROM. Las letras que figuran en el interior del número de tipo tienen el siguiente significado:

S = estándar
HS = alta velocidad
LS = baja potencia

## DESARROLLOS FUTUROS

Los futuros desarrollos se presentan en dos direcciones principales. Una primera vía es la tendencia a disminuir aún más la disipación, lo que permitirá aumentar las densidades y por tanto las capacidades por chip.

En este camino, Signetics ha anunciado la próxima introducción al mercado de una memoria bipolar PROM de 32 K bits. La segunda vía se orienta hacia una velocidad aún más elevada que la de los tres tipos descritos en este artículo. □

# Redes Lógicas Programables

redes complementarias

reloj

16 entradas

6 bits registro

8 salidas

48 funciones producto

28 funciones suma

8 bits registro de salida

- **Alta velocidad**
- **Bajo coste del sistema**
- **Flexibilidad de diseño**
- **Simplificación del hardware**
- **Tiempo de desarrollo pequeño**
- **Sencillez de programación**

MINIWATT, dispone de estos componentes en versión 3 state y colector abierto 20 y 28 pins, soporte de programación y diseño.

**Solicite información**

| | *Series 20* | | | *Series 28* | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | FPGA | FPLA | FPLS' | FPGA | FPLA | FPRP | FPLS |
| COMPONENTE | 82S150/151 | 82S152/153 | 82S154/155<br>82S156/157<br>82S158/159 | 82S102/103 | 82S100/101 | 82S106/107 | 82S104/105 |
| ORGANIZACION | Y | Y-O | REGISTRO Y/O | Y | Y/O | | REGISTRO Y/O |
| INPUTS | 18 | | 16 | 16 | | | |
| OUTPUTS | 12 | 10 | 12 | 9 | 8 | | |
| TERMINOS PRODUCTO | 12 | 32 | | 9 | 48 | | |
| CARACTERISTICAS DE PROGRAMA | Red Y<br>I/O Polaridad<br>y Dirección | Y, O<br>Redes I/O<br>Polaridad<br>y Dirección | Y/O<br>Redes de complemento<br>I/O Polaridad y Dirección<br>Flip/Flop<br>Inhibición de salida | Y Redes<br>I/O Polaridad | Y-O Redes<br>I/O Polaridad | Y-O Redes<br>Input<br>Polaridad | Y-O<br>Redes de<br>Complemento<br>Input Polaridad |
| VELOCIDAD | 30 ns | 40 ns | 15 MHz | 35 ns | 50 ns | 70 ns | 11 MHz |
| ALIMENTACION | 815 mW | | | 895 mW | | | 945 mW |
| ENCAPSULADO | 20 pin, 300 mil DIP | | | 28 pin, 600 mil DIP | | | |
| DISPONIBILIDAD | 3082 | Ahora | 2082 | Ahora | | | |





Miniwatt s.a. **División Comercial: Barcelona, 7.** Balmes, 22. Telf.: 301 63 12. Telex: N.º 54666.
**Madrid, 4.** Sagasta, 18. Telf.: 446 40 00.

# Conexiones por desplazamiento del aislante

**Se pueden efectuar conexiones de alta seguridad y precisión sin necesidad de soldadura, con rapidez y economía, mediante un desplazamiento del aislante, particularmente en cable plano. No obstante, el diseño de un conector efectivo por desplazamiento del aislante, es más difícil de lo que puede parecer a primera vista.**

Las conexiones por desplazamiento del aislante (DA) son similares a las conexiones por presión y de hilo enrollado (wire-wrapped) en el sentido de que son conexiones sin necesidad de soldadura, compactas y de alta presión. La diferencia reside en que las conexiones por DA están hechas a través del aislante, con lo que se elimina la necesidad de pelar el hilo. Aunque esta técnica puede ser utilizada con hilos sencillos, la mayor ventaja económica de las conexiones por DA se obtiene con la cinta de cable plano. En ésta, se pueden efectuar hasta 64 conexiones con una sencilla operación de presión en cuestión de un segundo. Más aún, este proceso permite ser automatizado. Hay máquinas que permiten a un operario no cualificado efectuar unas 30 operaciones por minuto (p. ej. se podrían efectuar unas 1.800 uniones si se emplearan conectores de 60 terminales).

Cuando se efectua una conexión por DA, el hilo queda aprisionado entre las púas de una pinza que rompe el aislante, forzando el conductor desnudo contra aquéllas (Fig. 1). Esto hace que se abran ligeramente, y la combinación de presión y movimiento deforma el hilo hasta que queda establecido un contacto de alta presión. A primera vista esto parece sencillo, pero tal como se verá más adelante, se necesita un profundo conocimiento del comportamiento de los materiales plásticos y elásticos para hacer un auténtico sistema conector. Este artículo trata fundamentalmente de cómo se pueden asegurar tales conexiones, haciendo una investigación profunda de los factores que intervienen en un contacto de alta presión.

Se han investigado los contactos por desplazamiento del aislante como parte de un estudio general sobre los contactos a presión. Estos estudios han dado lugar a un análisis de finitos elementos de la forma de las púas, con vistas a una distribución adecuada de la presión y de la energía almacenada. Incluyen, asimismo, un completo análisis de todos los factores relacionados con los contactos por presión.

Figura 1. Principio de la conexión por desplazamiento del aislante. Cuando se fuerza un hilo entre las púas de una pinza para DA, se rompe el aislante y el cobre pelado separa ligeramente las púas.

## COMPARACIÓN CON OTRAS TÉCNICAS DE UNIÓN

Al comparar diversas técnicas de unión se deben considerar distintos factores, tales como:

- Costes, incluyendo velocidad de proceso, coste del equipo y cualificación (entrenamiento) del personal.
- Número de defectos.
- Seguridad a largo plazo.
- Amplitud de aplicación.

En la tabla 1 se comparan algunos aspectos detallados ralativos a las consideraciones anteriores para diversas técnicas de unión. Con la técnica de desplazamiento del aislante es prácticamente imposible que el operario se equivoque. El margen de defectos y la seguridad a largo plazo dependen plenamente de cómo se ha hecho y diseñado el conector.

**Comparación entre técnicas de unión**

| criterio | soldadura a mano | conexión por arrollamiento | torsión | conexión por DA |
|---|---|---|---|---|
| coste por unión | alto | medio a bajo | bajo | bajo |
| investigación | bajo | bajo a alto* | medio a alto | bajo a medio |
| automatización | no | si | si | posible |
| rapidez de trabajo | lenta | medio a rápido* | medio a rápido* | rápido |
| cualificación del personal | ata | baja | baja | baja |
| calor utilizado | 235º C (2s) | ninguno | ninguno | ninguno |
| utilizado para cable de múltiples hilos | sí | sólo reliando | sí | sí |
| utilizado para cable de un hilo | sí | sí | sí | sí |
| para cinta de cable plano, de un hilo o de múltiples hilos cable monohilo | bajo ciertas condiciones | no | bajo ciertas condiciones | sí |
| posibilidad de reparar la unión | posible | bajo ciertas condiciones | imposible | bajo ciertas condiciones |

*Dependiendo del grado de automatización.

## CONECTOR TÍPICO POR DESPLAZAMIENTO DEL AISLANTE

La figura 2 muestra las distintas partes que comprende la mitad hembra del conector F303. El puente de fijación es realmente un accesorio, pero el resto realiza las funciones elementales de "herramienta" durante la operación efectiva de la unión.

Cuando se efectua la conexión, la cinta de cable se inserta en el bloque de presión, quedando los hilos de cobre aprisionados entre las pinzas de contacto. El bloque de contacto se coloca arriba, con las lengüetas de fijación introducidas en la ranuras situadas al efecto en el bloque de presión. A mano, o con ayuda de una herramienta apropiada, ambos bloques se aprietan fuertemente, quedando así efectuada la unión. La cinta de cable se puede entonces echar hacia atrás sobre el bloque de presión para colocar en esa posición el puente de fijación. De esta forma el cable queda estirado y aprisionado bajo el puente de fijación, figura 3.

### Conductor

El conductor utilizado en las conexiones por DA es de cobre, formado por siete hilos o por un solo hilo más grueso. Es de suponer que el comportamiento será diferente. Un conductor sólido se deformará cuando la presión ejercida sobre él supera el límite de elasticidad del cobre, mientras que un conductor formado por varios hilos se reordenará antes de deformarse. Una forma adecuada de la ranura de entrada favorecerá una reordenación correcta antes de que comience la deformación (la conexión auténtica); véase la figura 4.

Debido a que el conductor es forzado a introducirse en una ranura más estrecha que su diámetro, sufre una deformación. Las rebabas de cobre que fluyen a lo largo de la línea de la fuerza que se aplica, incrementan la superficie de contacto entre el conductor y los lados de la ranura. La for-

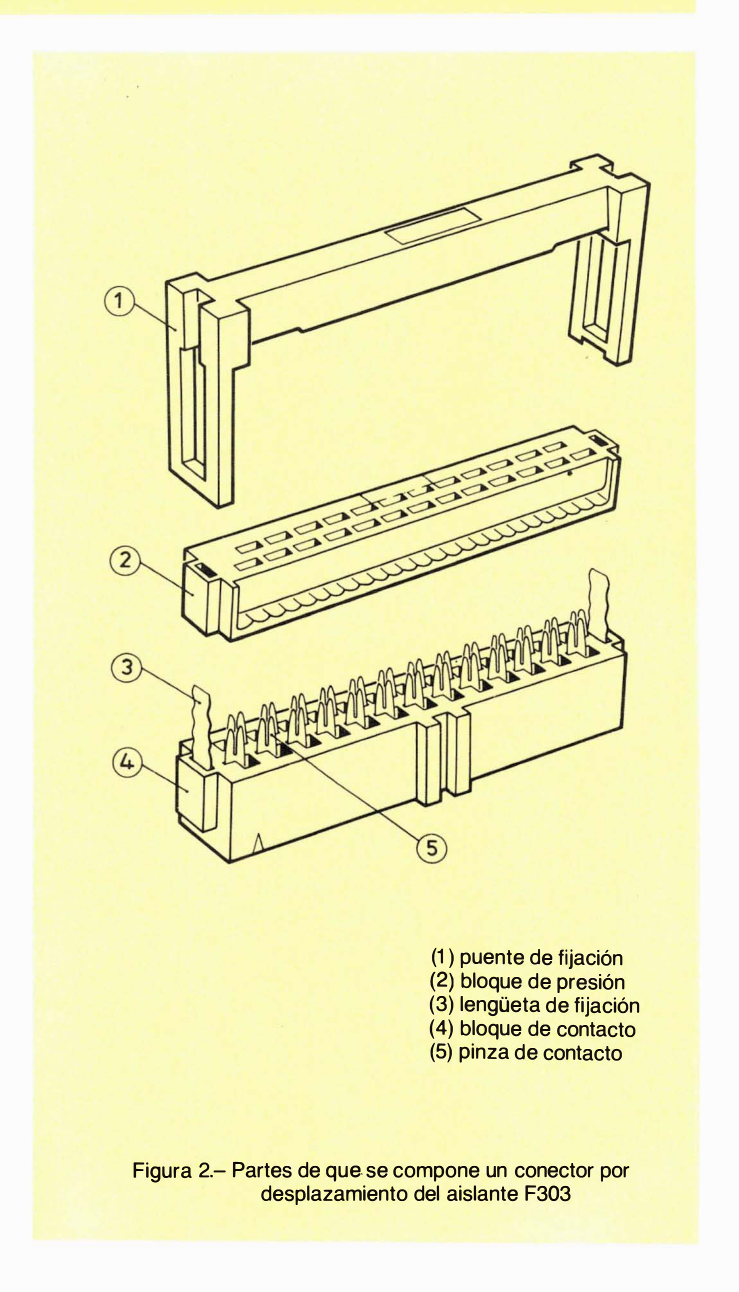



Figura 2.– Partes de que se compone un conector por desplazamiento del aislante F303

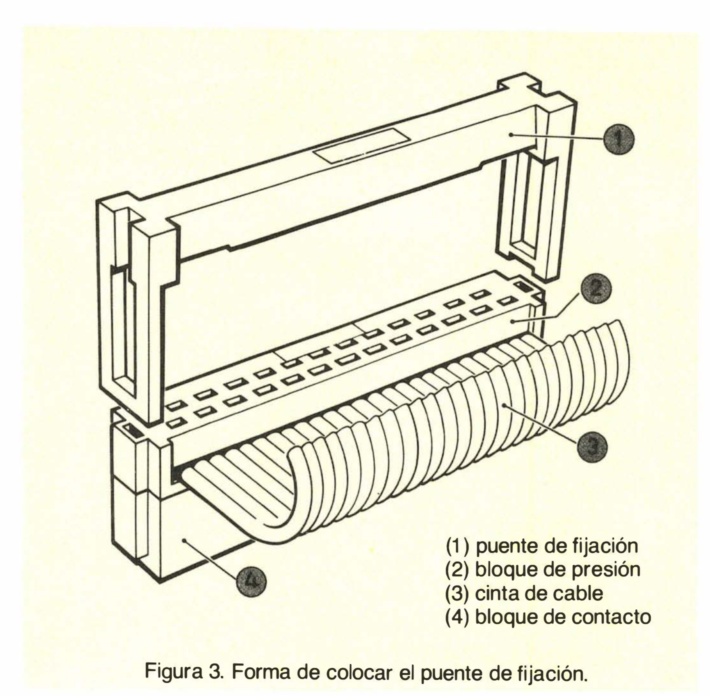



Figura 3. Forma de colocar el puente de fijación.

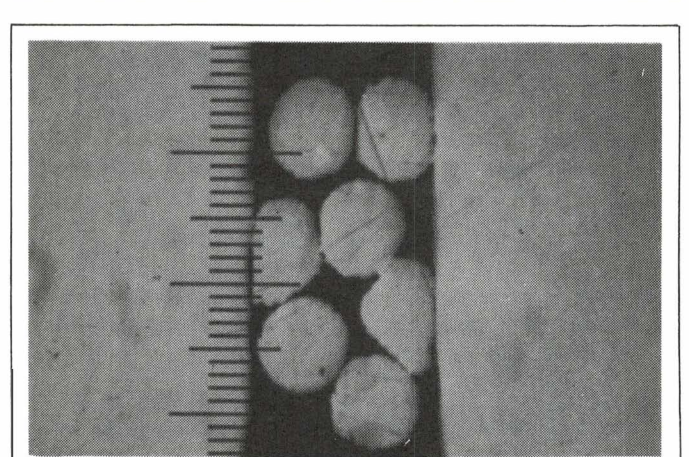


Figura 4. Los hilos de un cable se reordenan antes de su deformación al efectuar la unión completa. Microfotografía aumentada 50 veces.

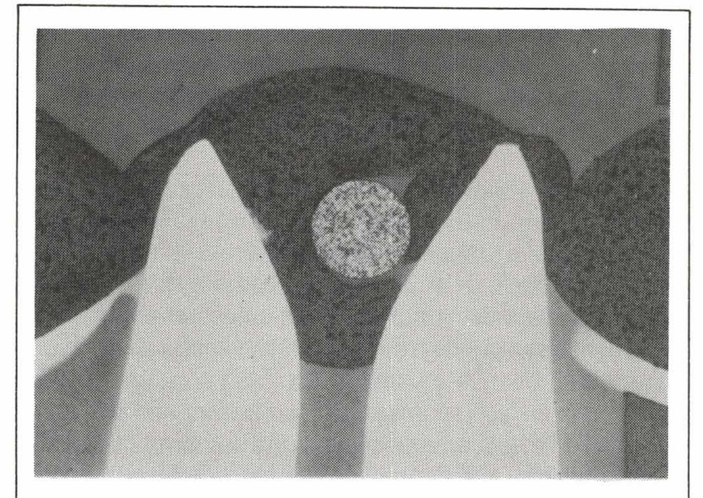
ma de la entrada junto con la combinación de movimiento y presión hace que las rebabas de cobre fluyan en la dirección del movimiento.

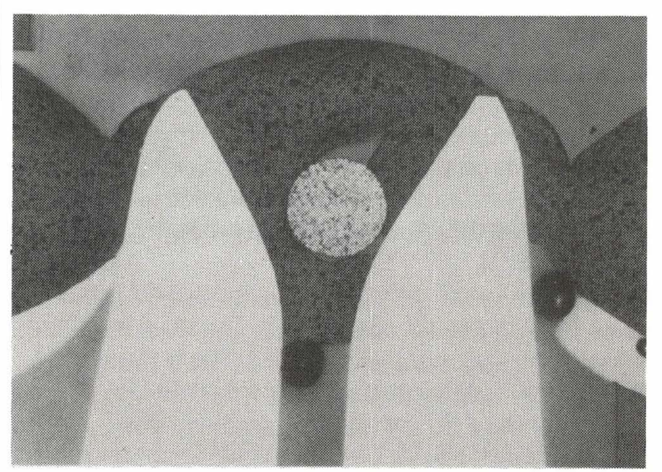
## Pinza de contacto

El diseño de la pinza de contacto es básico para la realización de una conexión por DA. La superficie de entrada debe ser de tal forma que el aislante quede desplazado y el conductor se lleve hasta la ranura de contacto (fig. 5). La ranura y las púas deben tener un tamaño tal que se establezca una unión compacta.* Esta unión, debido a la energía almacenada en las púas, mantiene indefinidamente una baja resistencia de contacto. Los cantos de las pinzas de contacto deben ser planos (no cortantes) con objeto de que consigan una deformación del conductor de cobre sin llegar a cortarlo.

Otro aspeto importante de la pinza de contacto son las propiedades de los flejes. Es importante que una vez que se haya establecido la unión, la pinza continue ejerciendo presión sobre el conductor de cobre. En la gama F303, se utiliza cobre berilio por su alta rigidez y porque vuelve a la posición de reposo muy lentamente. Por tanto, mantiene la presión indefinidamente.

*Muchos autores utilizan el término "soldadura en frío" al describir este tipo de conexión. Las observaciones efectuadas con microscopio electrónico, no han mostrado evidencia alguna de soldadura en frío, sino simplemente una unión compacta de alta presión. Nos vemos, por tanto, obligados a llegar a la conclusión de que no se produce soldadura en frío.





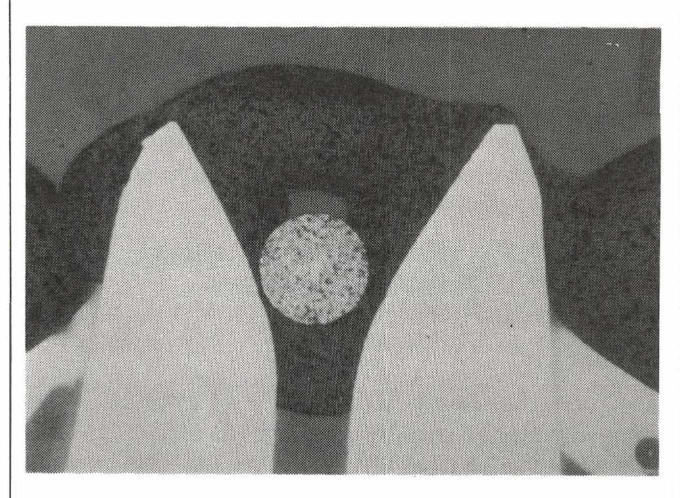


Figura 5. Microfotografía mostrando cómo las ranuras de entrada guían el hilo hacia el interior de las púas de la pinza de contacto. Aumentada 50 veces.

Cuando se fuerza un conductor entre las púas de una pinza, primero se rompe el aislante y después entra en la ranura el hilo. Las púas se flexionan ligeramente y el hilo se aplasta. En cada posición a lo largo de la ranura, existirá un equilibrio entre la flexión de las pinzas y el aplastamiento del hilo.

La figura 6 muestra las curvas de fuerza/flexión para una familia de puntos desde $l_1$ a $l_f$. Si se dibuja la curva fuerza/deformación (aplastamiento) del hilo en la misma escala (fig. 7), el punto de equilibrio nos permitirá determinar las fuerzas que actuan sobre el hilo en cualquier punto. En el eje de abscisas puede representarse el ancho de la ranura o la medida del hilo aplastado. La línea a trazos desde $l_f$ hasta el eje de las x representa la fuerza tangencial de contacto si el hilo está en reposo. La zona sombreada limitada por esta línea y por la curva de la fuerza de flexión, representa la energía almacenada en una pinza.

Forzosamente la unión será compacta. La mayoría de los metales, incluyendo el cobre y sus aleaciones, se oxidan al entrar en contacto con el aire. Por ejemplo, se forma una capa monoatómica sobre el cobre limpio, en un $\mu$s a una presión de gas de 1 Torr. Bajo condiciones atmosféricas normales se formará una capa de óxido de un espesor de 2-10 nm (20-100 Å). El aceite, las huellas digitales y las herramientas añaden asimismo su parte de contaminación. Con las conexiones por DA, esta capa de óxido y suciedad es eliminada junto con el cobre de la superficie, haciendo que el cobre perfectamente limpio del hilo entre en estrecho contacto con la superficie de la pinza de contacto.

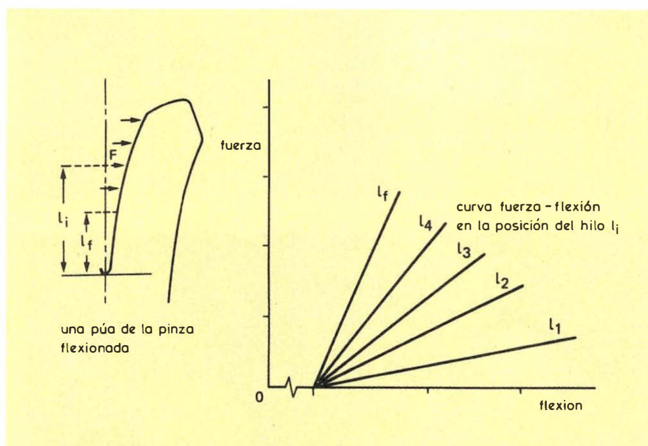



Figura 6. Familia de curvas de la fuerza de flexión para la mitad de un pinza de contacto.

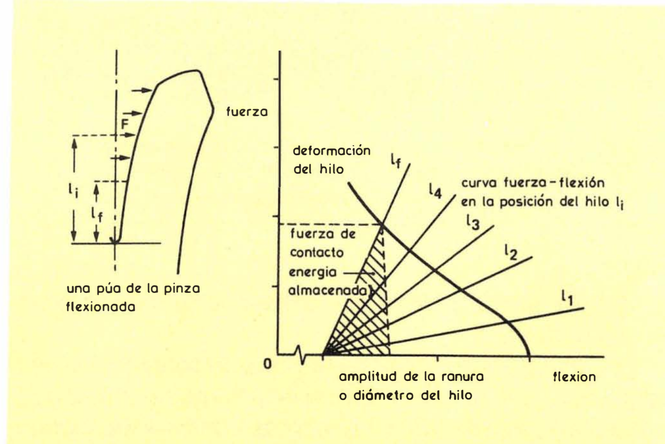



Figura 7. Curva fuerza/deformación superpuesta a la curva fuerza/flexión de la figura 6. La zona sombreada es la medida de la energía almacenada en el fleje de la pinza.

**EL COBRE**

El cobre es un metal altamente dúctil que queda rápidamente en reposo y se endurece al someterlo a presión. El endurecimiento reduce su ductibilidad y aumenta su fragilidad. Esta es una de las razones por las que un hilo de cobre cortado (o con un pequeño corte, como ocurre a veces al pelarlo) se romperá antes, bajo condiciones de vibración, que uno que no haya sido cortado. En las conexiones por desplazamiento del aislante (DA) los efectos que produce el endurecimiento afectan tanto al hilo de cobre como a la pinza de cobre berilio.

En el hilo de cobre eso aumenta la resistencia a la rebaba de plástico, mientras que en las púas de la pinza se incrementa la presión necesaria para una flexión dada, y así se incrementa la energía almacenada en la púa flexionada.

En el conductor de cobre deformado habrá reposo y retardo. La alta presión reduce los picos de las rugosidades de manera relativamente rápida, y el material se desliza hasta que se alcanza un equilibrio, basado en el aumento de superficie de los cantos de contacto.

Como se puede ver en la figura 8 el rendimiento de la consistencia del cobre puro es demasiado bajo para que pueda ser utilizado como material con características de fleje. Sin embargo, añadiendo pequeñas cantidades de otros metales (p. ej., 1 – 2% de berilio), puede incrementarse considerablemente el rendimiento de su consistencia. Tales materiales con características de fleje, absorben cantidades considerables de energía cuando son elásticamente deformados, y la devuelven cuando vuelven al estado de reposo. El cobre berilio, además, pierde su flexibilidad muy lentamente, tanto es así que se puede almacenar la suficiente energía para la vida que necesita un conector.

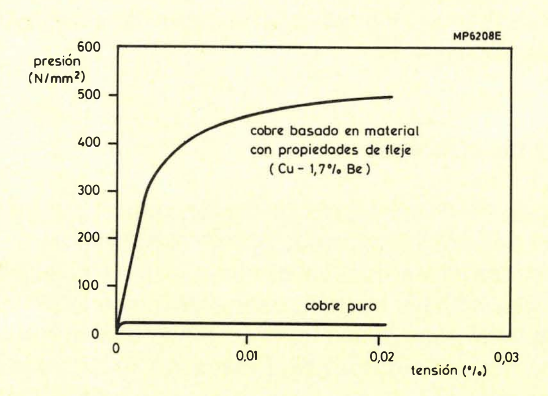
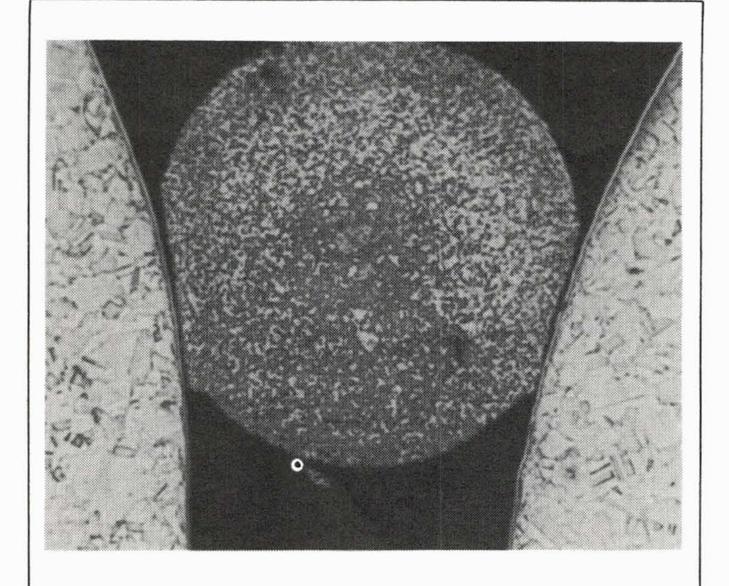
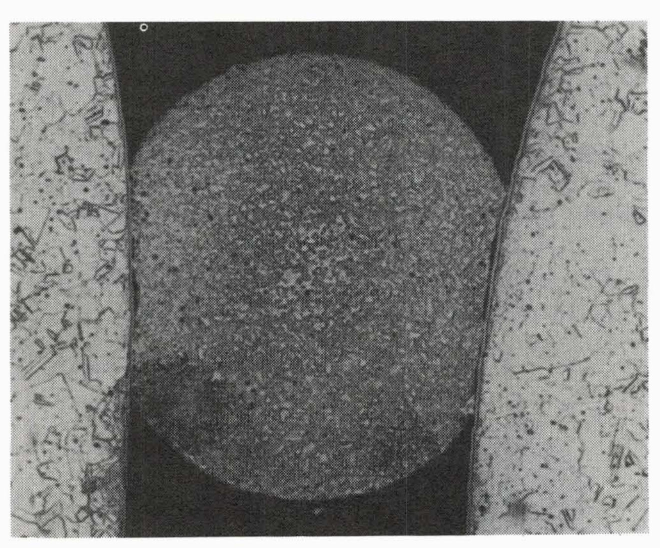



Figura 8. Relación presión/tensión para cobre y cobre/berilio.
La adición de 1,7% de berilio transforma el cobre en un material con excelentes propiedades de fleje.





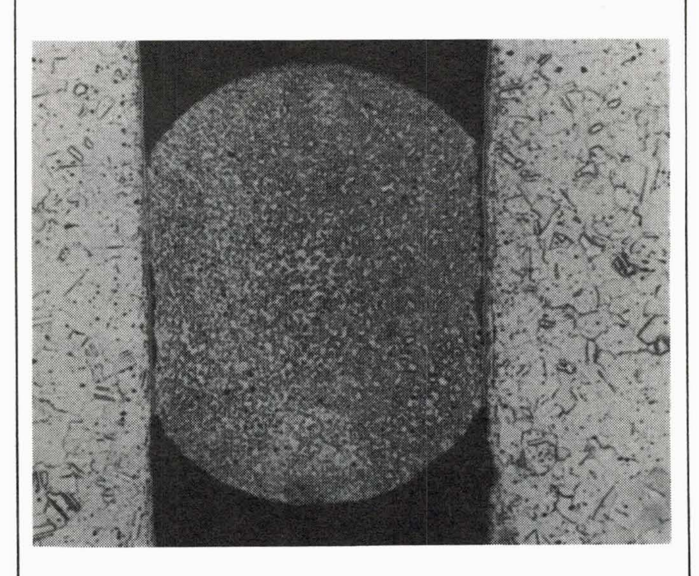


Figura 9. Tres etapas en la formación de una conexión por desplazamiento del aislante (DA). Con un aumento de 200 veces, se puede ver la importancia que tiene el modelado de la ranura de entrada. En la foto inferior, el hilo está completamente deformado, aunque todavía no ha alcanzado su posición final.

## Superficie de contacto

Cuando se fuerza el hilo de cobre entre las púas de la pinza, su circunferencia queda achatada. Esto se debe en parte al ensanchamiento (perpendicular al eje del conductor) y en parte al alargamiento (a lo largo del eje del conductor). El alargamiento no aumenta la superficie de contacto, mientras que el ensanchamiento sí. Afortunadamente, como el hilo queda atrapado entre las púas de la pinza, la acción de deslizamiento favorece el achatamiento más que el alargamiento.

La fuerza que introduce el hilo en la pinza de contacto es transmitida por los bordes del bloque de presión. Si éstos están muy separados el hilo quedará curvado, véase la figura 10, lo que significa que el hilo no alcanzará su posición correcta en la ranura. Esto hará que no se consiga la deformación adecuada y que la fuerza de contacto residual sea menor de la necesaria.*

Cuando se juntan dos metales y se ejerce presión sobre ellos, el contacto que establecen no es tan fuerte como cabría esperar. Aunque parece que son lisas, las superficies en contacto esán formadas por rugosidades (prominencias) que actuan como "cuellos de botella" para la corriente e incrementan la resistencia de contacto. El que estas rugosidades queden más o menos aplanadas, depende de la fuerza que se aplique y de la ductilidad de los metales. En una conexión por DA adecuada, la combinación de limpieza y presión produce una superficie de contacto que se aproxima mucho a la ideal (fig. 11).

*Puede pensarse que sería mejor efectuar la introducción realmente en la ranura. No obstante, las pruebas efectuadas con ordenador, han mostrado que esto impide que se forme la rebaba de cobre en el interior de la ranura, y conduce a una reducción de la superficie de contacto, con el consiguiente incremento de la resistencia de contacto.

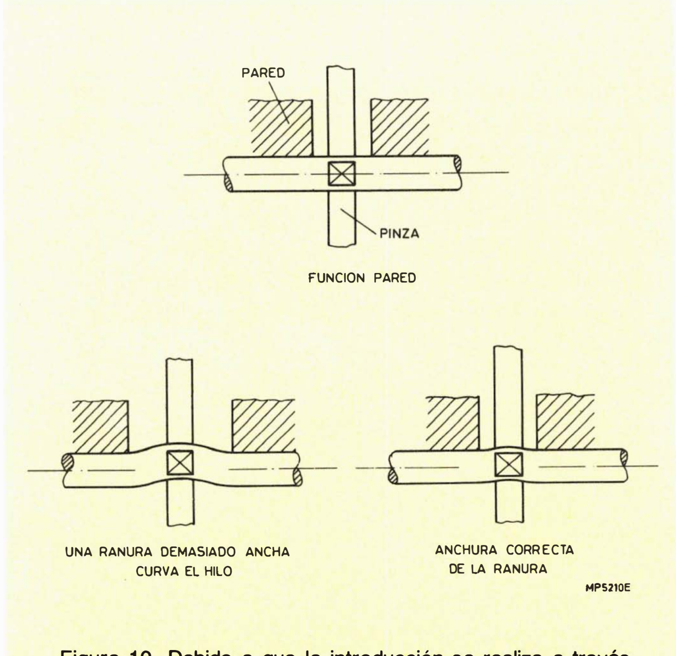



Figura 10. Debido a que la introducción se realiza a través de los cantos de la ranura de entrada, es importante que éstos no estén demasiado separados. Si no, se forma una comba que impide que el hilo se posicione en el lugar adecuado de la pinza de contacto.

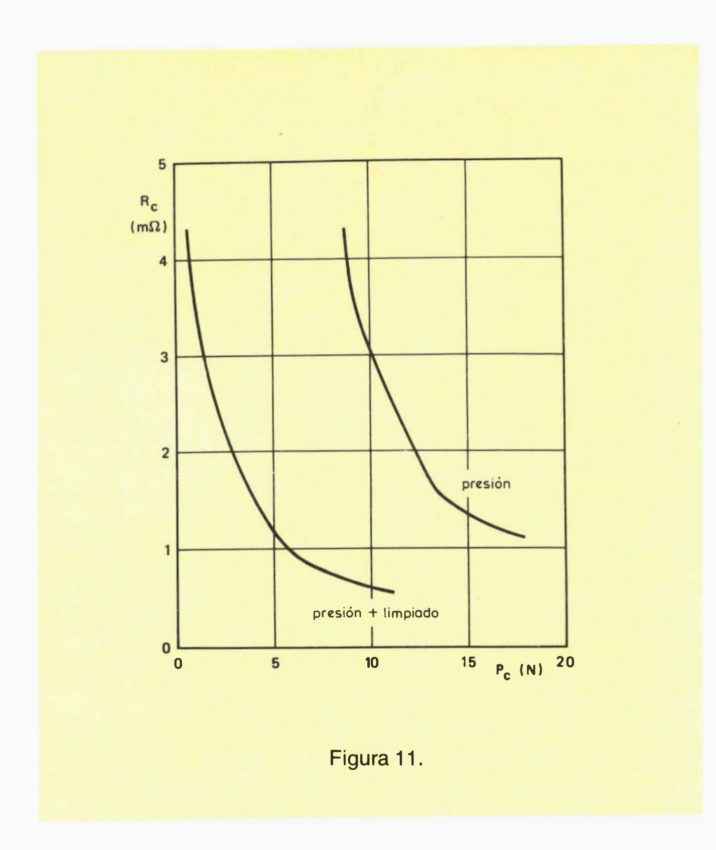



Figura 11.

## Resistencia de contacto

Si el conductor ejerce un puro contacto metálico con la pinza, y si la presión es tal que todas las rugosidades quedan tan aplanadas que se alisan completamente, la resistencia de contacto viene dada por

$$R_C = \frac{\rho}{2}\sqrt{\frac{\pi}{nA_W}}$$

En donde $\rho$ es la resistividad promedio de los 2 metales involucrados, $A_w$ es la superficie total de cada cara de contacto, y n es el número de caras en contacto.

En nuestro caso, las resistividades son:

Pinza, $\rho_f$, es 83 × $10^{-3}$ mΩ mm²/mm

Hilo, $\rho_w$, es 14,54 × $10^{-3}$ mΩ mm²/mm

y el número de caras de contacto (n) es 2.

Esto nos lleva a una resistencia de contacto de:

$$R_C = \frac{30.562 \times 10^{-3}}{\sqrt{A_W}} \text{ m}\Omega$$

La mínima resistencia de contacto que se puede obtener con una superficie de contacto ideal viene dada por:

$$R_{C\,min} = \frac{\rho_f}{2D}$$

En donde D es el diámetro del conductor. Con el conductor AWG 28, D es 0,32 mm y con una pinza de contacto de cobre berilio, la resistencia mínima es 129,69 μΩ o lo que es lo mismo 0,13 mΩ. Volviendo a escribir la primera ecuación obtenemos:

$$A_W = \frac{\pi}{n}\left(\frac{\rho}{2R_C}\right)^2$$

Lo que nos permite calcular la superficie de contacto necesaria para una mínima resistencia de contacto. En nuestro caso, con $R_c$ = 0,13 m , la superficie de contacto necesaria es de 55,27 × 15² mm².

Una conclusión que se extrae del resultado de la ecuación anterior es para que la resistencia de contacto alcance diez veces su valor inicial (un standard que normalmente se aplica para determinar los límites para que se produzca un fallo de contacto) se debe disminuir la superficie de contacto hasta un cienavo de su valor inicial.

## Cinta de cable

La mayoría de los sistemas de conectores por DA se diseñan para diferentes tipos de cables. Hay una interrelación tan grande entre cable y conector, que es necesaria una estrecha colaboración entre los fabricantes de cable y los de conectores para conseguir con éxito el diseño de un sistema. Es mucho mejor si la fabricación de ambos está en las mismas manos, como sucede en nuestro caso. Esto permite optimizar las relaciones entre cable y conector.

La cita de cable se muestra en la figura 12.



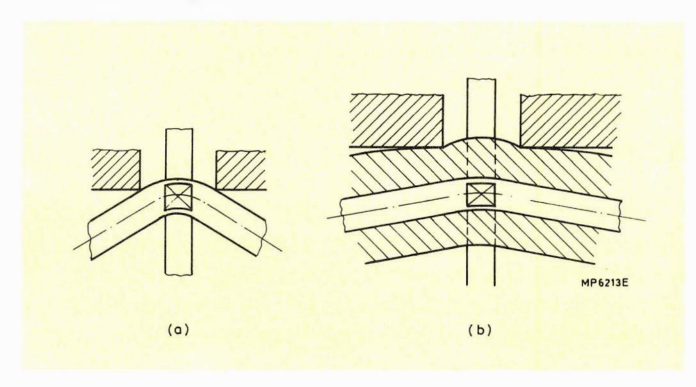
Figura 12. Cinta standard de cable plano. El primer hilo se marca en rojo para identificación y cada cinco hilos se marca en negro para facilitar su conteo.

Para asegurar una adecuada introducción del cable, las ranuras de entrada se hacen un poco más anchas (en la dirección longitudinal del cable) que el resto de las pinzas de contacto. En sentido transversal son lo suficientemente largas como para acoger la ligera expansión de las pinzas de contacto, durante la presión o cualquier desalineamiento resultante de las tolerancias de fabricación. Esta última es, en cualquier caso, muy pequeña debido a la gran automación empleada en la fabricación de los conectores F303.

## Aislamiento

Aparte de sus obvias funciones de aislamiento, es mucho lo que se necesita saber sobre el aislamiento, tanto durante la operación de presión como después. Se debe deformar para acoger el desalineamiento existente entre cada conductor y su pinza. Debe además soportar el conductor, de tal forma que éste no se curve verticalmente cuando se le fuerce entre las púas de la pinza (Fig. 13). En cierta forma, estas exigencias son conflictivas.

Otro requisito es que la presión ejercida sobre el conductor no ocasione cortes producidos por las púas de la pinza, ya sean longitudinal o transversalmente. Aquí debe recordarse que los cantos de las púas no son cortantes, sino que son planos, con objeto de deformar el conductor de cobre sin cortarlo.



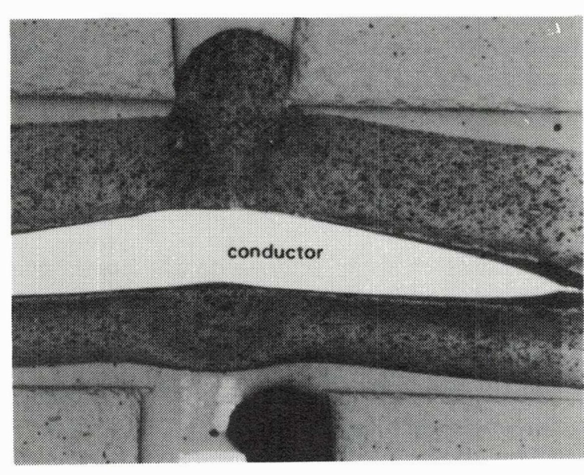




Figura 13. El aislamiento ayuda a sujetar el hilo durante la operación de unión: (a) un hilo aislado después de efectuarse la unión y (b) un hilo aislado. La microfotografía muestra lo pequeña que es la curvatura real.



Figura 14. Una selección de la gama de conectores F303.

### TIPOS DE PINZA DE CONTACTO

Aunque hay diversas variedades en el diseño detallado de pinzas de contacto, existen cuatro formas más importantes, como se muestra en la figura 15. El tipo (a) es una pinza simple que forma un contacto doble con el conductor. El contacto en tubo, tipo (b) y los contactos de pinza doble mostrados en (c) y (d) tienen una ranura accesoria que puede hacer también contacto con el conductor. Por esta razón, se las conoce en ocasiones como contactos de cuatro puntos. Se dice, aunque no estemos de acuerdo completamente, que la principal función de la ranura accesoria, es relevar al contacto principal de la presión transmitida por el cable. Una pequeña consideración mostrará que si el contacto principal es adecuadamente diseñado y dimensionado, los contactos adicionales formados por la abrazadera de fijación no pueden contribuir significativamente a reducir la resistencia de contacto. Si la función de la abrazadera se realiza por otros medios, la pinza adicional puede ser sustituida.

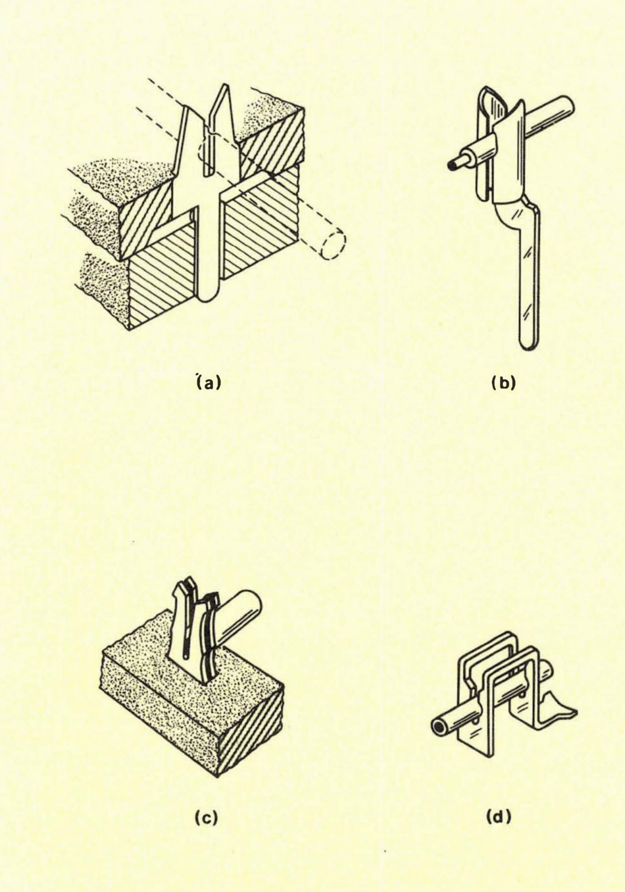



Figura 15. Cuatro tipos comunes de pinza de contacto. Las pinzas dobles que se muestran en (b) (c) y (d) parecen ofrecer una mayor seguridad, pero están lejos de ello. Cuando se analizan en profundidad los mecanismos involucrados en ellas, se ve que con una pinza de contacto simple diseñada y fabricada adecuadamente, se consigue una mínima resistencia de contacto, la mantiene indefinidamente y no sufre los inconvenientes asociados al ser mecánicamente acopladas a otro sistema.

## Tipos de conector F303

| | | |
|---|---|---|
| Conectores de cable | | |
| Número de contactos: | 10 14 15 20 26 34 40 50 60 | |
| Botón de polarización: | con/sin | |
| Puente de sujección: | con/sin | |
| | | |
| Cabezales machos | | |
| Número de contactos: | 10 14 16 20 26 34 40 50 60 | |
| Fijador/expulsor | con/sin | |
| | | recto |
| | para soldar | 90° |
| Terminales de conexión: | | |
| | conexión | recto |
| | por arrollamiento | 90° |

Los conectores F303 pueden suministrarse en cualquier combinación de las características expuestas más arriba. Se pueden suministrar asimismo las codificaciones adecuadas.

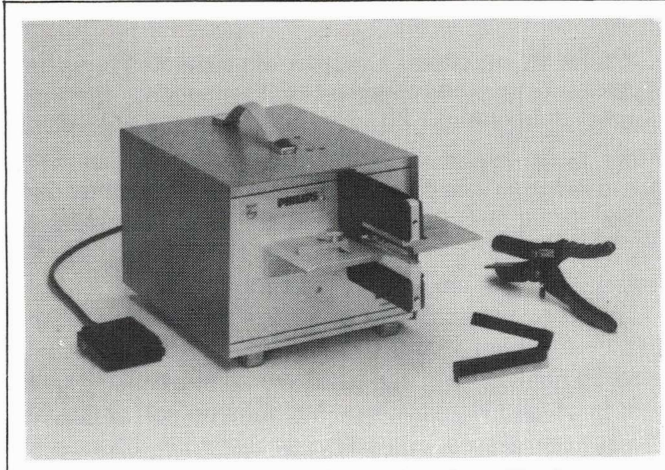
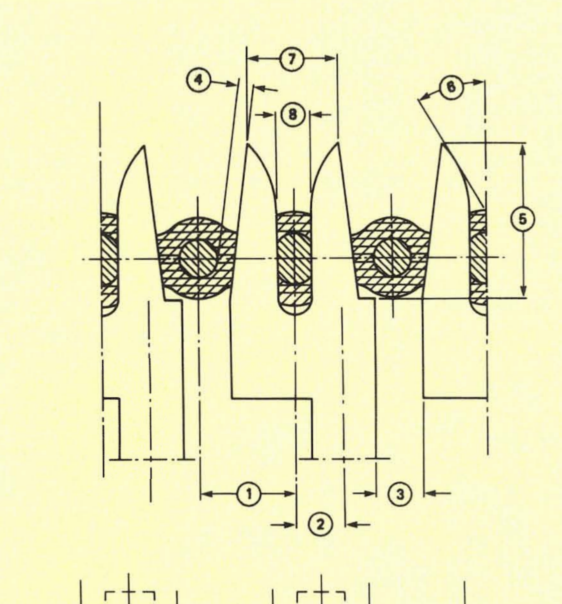
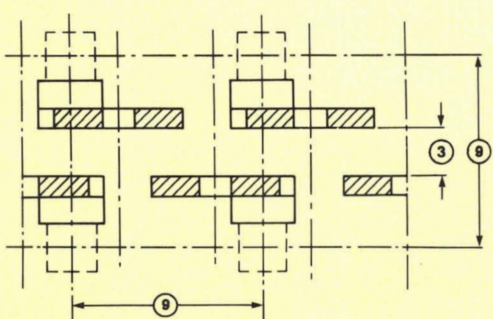


Fig. 17. Herramientas manuales y automáticas utilizadas para hacer conexiones por DA F303.





(1) separación del conductor
(2) separación conductor-contacto (1/2 separación del conductor)
(3) trayectoria de deslizamiento = mínima separación de las paredes
(4) resistencia del aislante
(5) altura máxima del conector
(6) ángulo óptimo de la entrada
(7) separación del conductor
(8) ranura de contacto (determinada por conductor)
(9) formato del conector

Fig. 16. Las propiedades de un conector F303 son el resultado directo de las dimensiones del conductor y de la separación de la rejilla "c".

## Bloque de presión

Durante la operación de presión, el bloque de presión tiene dos funciones principales: 1, colocar correctamente la cinta de cable con respecto a las pinzas de contacto y 2, efectuar la introducción de tal forma que los conductores queden atrapados entre las púas de las pinzas. En el F303, el cable se posiciona mediante los surcos de que dispone el bloque de presión. Al formar parte del mismo molde, se asegura la correcta posición con respecto a las ranuras de entrada por las que pasa el conductor a las pinzas de contacto.

## Bloque de contacto

El bloque de contacto dispone de dos hileras de contactos con pinzas para el desplazamiento del aislante, espaciadas entre sí en la misma medida que la separación entre conductores de la cinta de cable. Los contactos de las pinzas son idénticos, pero los de una hilera están girados 180° con respecto a los de la otra. En cada extremo del bloque hay sendas lengüetas para la colocación de los dos bloques y para la sujección y el bloqueo de ambos después de la operación de presión.

Como las técnicas por desplazamiento del aislante están siendo ampliamente utilizadas para la interconexión con placas de circuito impreso, no es extraño que el paso "e" sea el standard en el que se basa la distancia entre conductores. Medio "e" (1,27 mm ó 0,05 pulgadas) es la distancia standard, lo que permite la conexión de un conector de dos hileras con los terminales en el paso "e" normal.

Las dimensiones del conductor y de las pistas de la placa de circuito impreso, determinan el tamaño del conector, véase la figura 16. Para una interconexión compacta con una matriz de terminales en las pistas en "e", la separación entre los contactos de conectores adyacentes es con respecto al ancho de la colocación de un conector, de 6,35 mm y de un largo de (2,54 n + 2 × 3,81) mm, donde n es el número de contactos por hilera. □

# Circuitos de aplicación de FPLA

## GENERADOR DE ONDA PROGRAMABLE

Un FPLA puede generar fácilmente formas de onda complejas, cuya forma puede ser fácilmente realizada para ajustarse a cada aplicación. En el circuito de la figura 1, un contador binario de 16 etapas excita las entradas del FPLA que están programadas para detectar determinados contajes. En cada contaje programado, el FPLA proporciona una salida correspondiente en código que es sumada a través de la red de resistencias para fijar la ganancia deseada del amplificador.

La tabla de programa del FPLA se obtiene a partir de una aproximación en escalera de la forma de onda de salida deseada y del ciclo de trabajo. La frecuencia se fija con el reloj. Cada ciclo se repite programando $F_7$ para producir una salida "1" al final del ciclo de contaje. En la siguiente transición positiva del reloj, se ponen a cero todas las etapas del contador, y el ciclo se repite hasta que se pare con el conmutador de arranque.

## GENERADOR DE FUNCIÓN PROGRAMABLE

El circuito de la figura 2, utiliza dos FPLA's como el corazón de un generador de función programable que puede simular cualquier forma de onda analógica mediante una técnica de aproximación por trazos lineales. Un temporizador 555 sirve como generador de reloj para un contador binario de 12 bits, que consta de tres circuitos 74LS63, el cual establece la base de tiempos del generador.

Los FPLA's controlan continuamente el estado de este contador para determinar el instante en que la pendiente de la forma de onda debe cambiar y cual debe ser su nuevo valor, así como cuando debe parar el reloj, poner el contador a cero, y descargar el integrador de medida. El valor de la pendiente es memorizado en un par de registros temporales octales 74LS374 e introducido en un convertidor digital-analógico de 12 bits (DA1201C), cuya salida es integrada por un amplificador operacional LF356 para obtener la forma de onda analógica de salida como una serie continua de segmentos lineales de pendiente. Otro circuito de soporte incluye un medio de codificar hasta 4 modelos en el mismo par de FPLA's, y puede generar un ciclo de salida y paro, o repetirse continuamente. Es interesante observar que las mismas características que hacen que sea idealmente adecuado para utilizarlo para generar formas de onda analógicas muy irregulares, también lo hacen útil para generar algunas formas de onda muy repetitivas; como por ejemplo ondas senoidales de alta precisión. Por lo tanto, este circuito también puede ser muy útil en aplicaciones que requieran un generador de prueba o un sintetizador de onda.

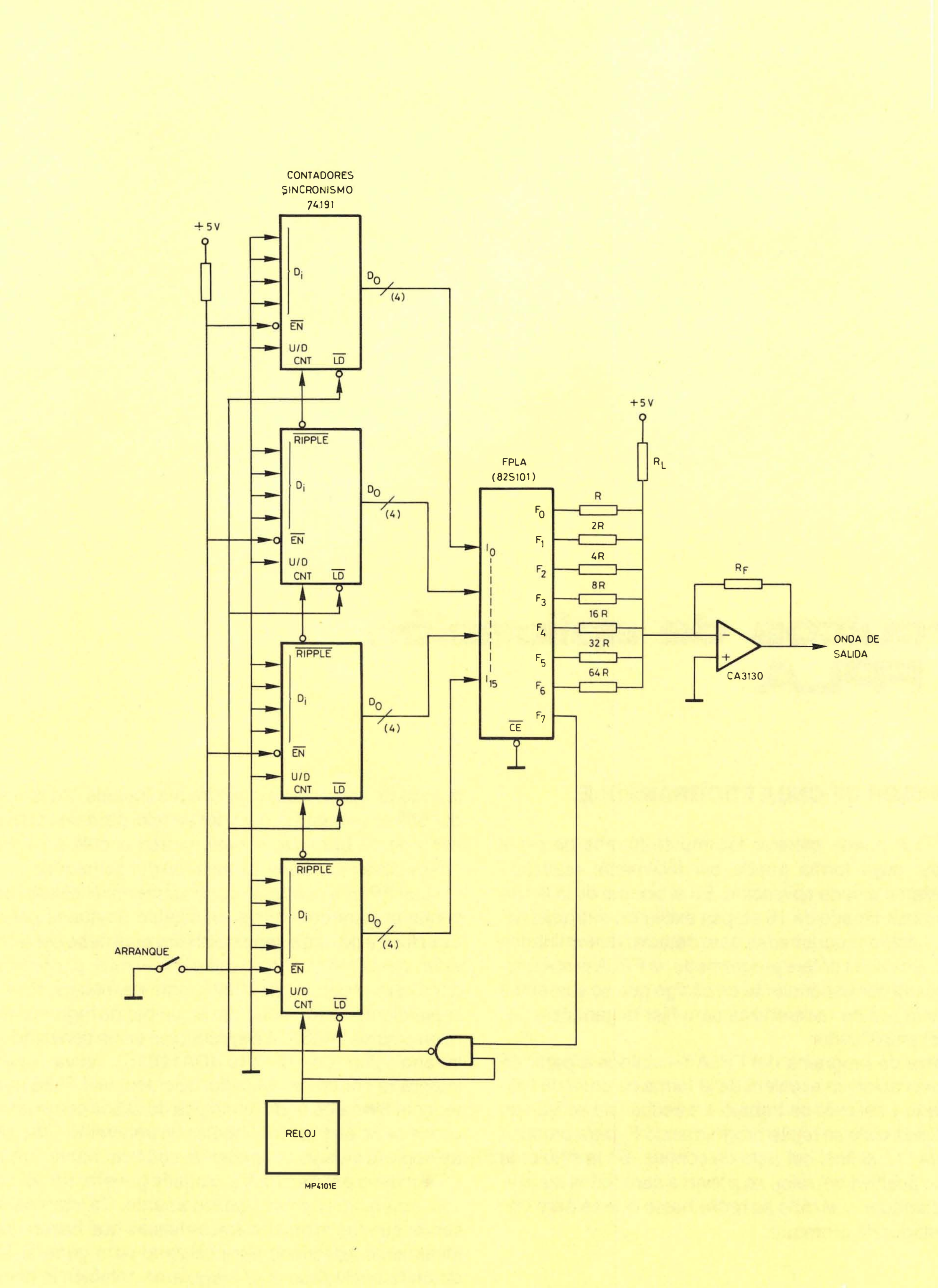

CONTADORES
SINCRONISMO
74191
+5V
Di
EN
U/D
CNT
LD
DO
(4)
RIPPLE
ARRANQUE
RELOJ
MP4101E
FPLA
(82S101)
I0
I15
CE
F0
F1
F2
F3
F4
F5
F6
F7
R
2R
4R
8R
16 R
32 R
64 R
RL
RF
CA3130
ONDA DE
SALIDA

Figura 1

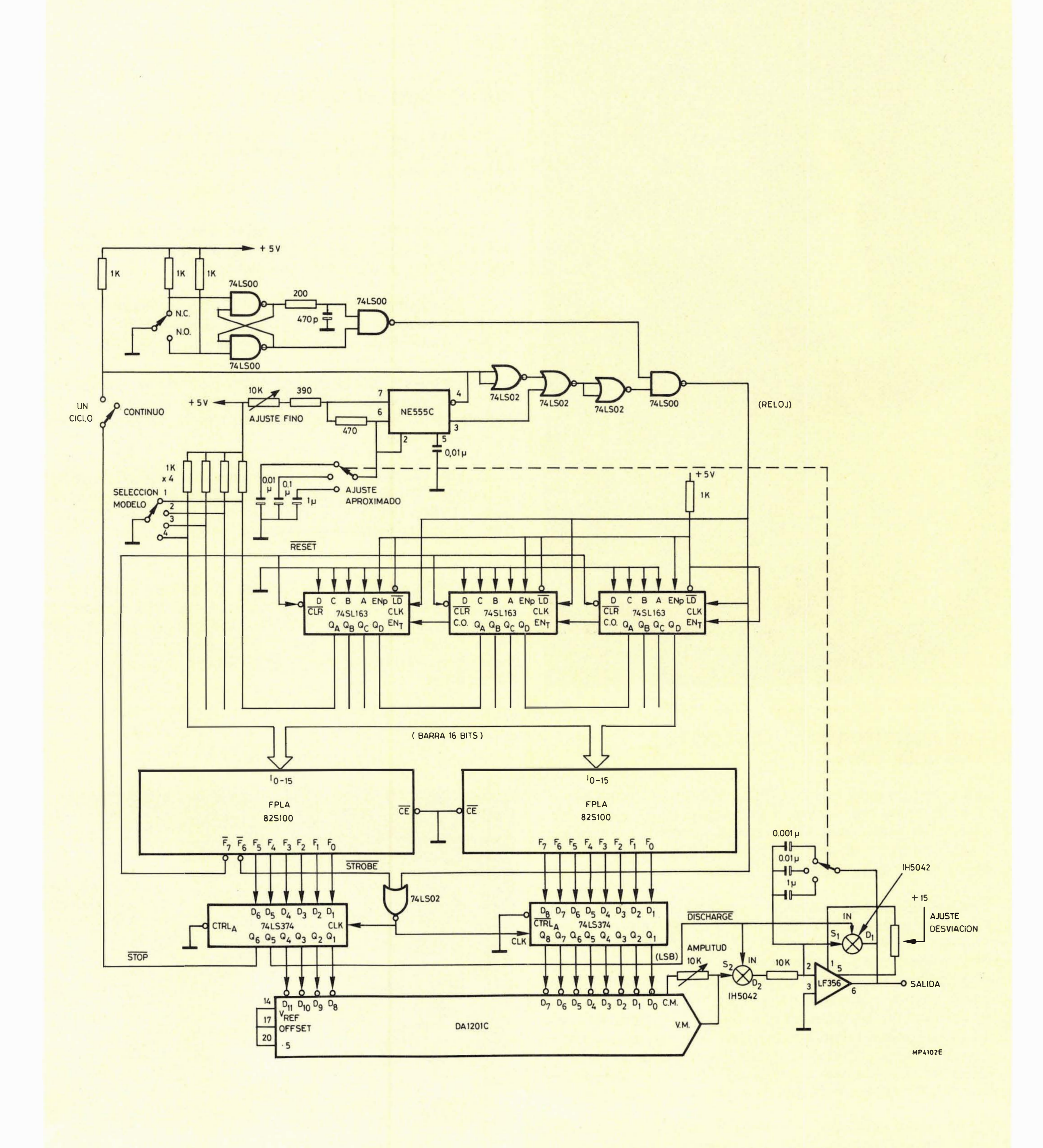
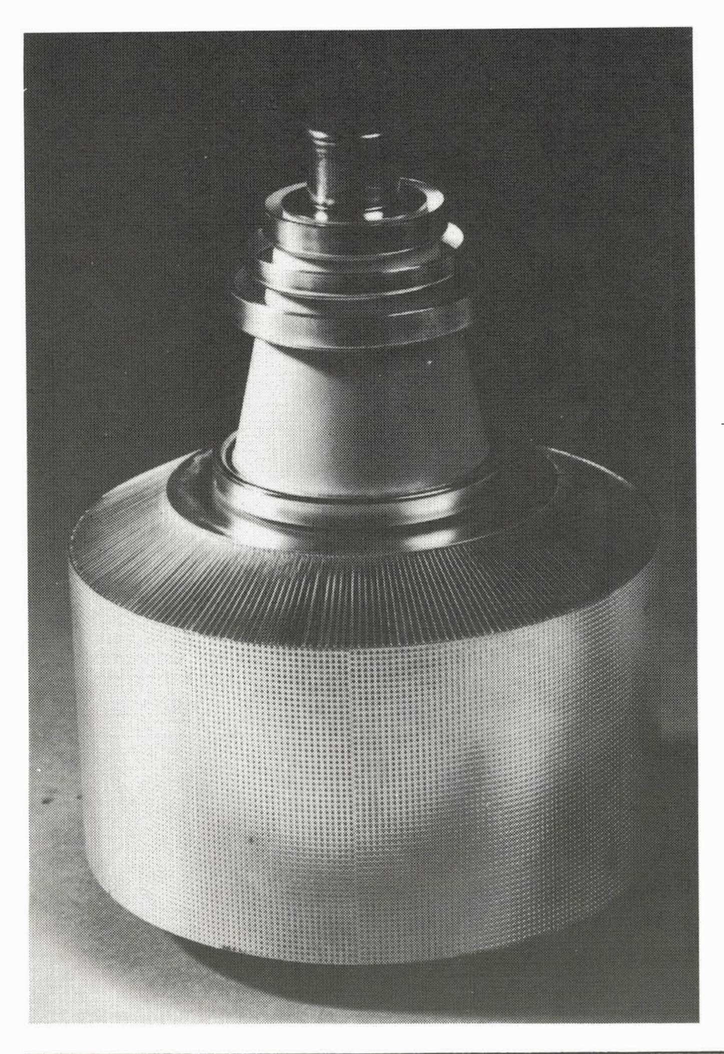

+5V
1K
1K
1K
74LS00
N.C.
N.O.
200
470p
74LS00
74LS00
UN CICLO
CONTINUO
+5V
10K
390
AJUSTE FINO
470
NE555C
0,01µ
74LS02
74LS02
74LS02
74LS00
(RELOJ)
1K x 4
SELECCION MODELO
0.01 µ
0.1 µ
1µ
AJUSTE APROXIMADO
+5V
1K
RESET
74SL163
74SL163
74SL163
( BARRA 16 BITS )
FPLA 82S100
FPLA 82S100
STROBE
74LS02
74LS374
74LS374
STOP
DISCHARGE
AMPLITUD
(LSB)
10K
IH5042
10K
LF356
DA1201C
0.001µ
0.01µ
1µ
IH5042
+15
AJUSTE DESVIACION
SALIDA
MP4102E

Figura 2



## NUEVO TUBO SSB DE 10 kW

Miniwatt presenta un nuevo tubo de transmisión de banda lateral única (SSB), especialmente diseñado para trabajar en un circuito excitado por rejilla en el margen de frecuencias de 1 - 30 MHz.

Este tubo ofrece un máximo aislamiento de radiofrecuencia de los circuitos de entrada y salida debido a que la conexiones de rejilla y cátodo del tubo están intercambiadas.

El YL1690 tiene una ganancia de 23 dB y da una potencia de salida de 10 kW con una potencia de entrada de sólo 50 W. La distorsión de intermodulación de tercer orden es $\leq$ - 45 dB.

Se ofrece un conector del tubo especial, en el cual el filamento y la rejilla pantalla están desacoplados en todo el margen de frecuencias, y en el cual los contactos del tubo han sido integrados en una única unidad.

Con el YL1690 se amplia nuestra gama de tetrodos de alta fiabilidad YL1600. Al igual que los otros miembros de la familia de tubos YL1600 (YL1610/1630 para V.H.F. e YL1640/1660 para A.M.), tiene una construcción metal-cerámica diseñada por ordenador.

Está refrigerado por aire forzado y tiene un filamento de tungsteno toroidal para lograr un rápido tiempo de encendido del orden de un segundo, comparado con el tiempo de hasta tres minutos que emplean otros tipos. Para lograr una mínima emisión secundaria, este tubo de larga vida utiliza un adecuado material de rejilla - K.

---

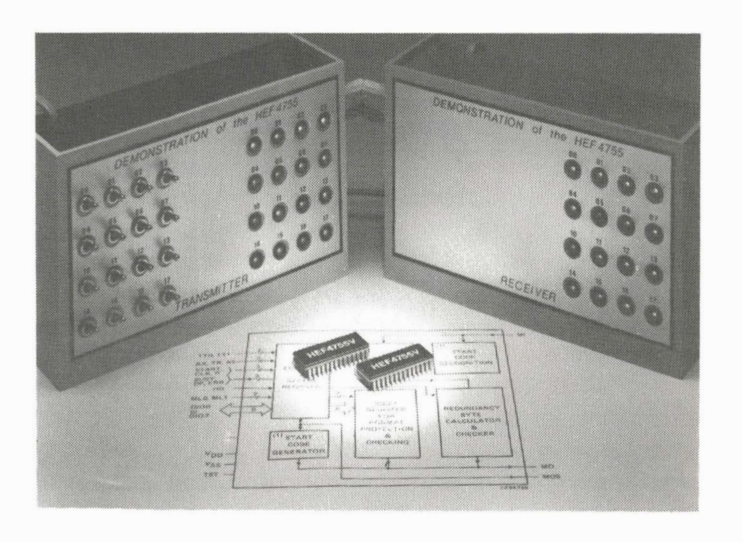
## EMISOR-RECEPTOR PARA TRANSMISION DE DATOS EN SERIE

Con el circuito integrado LOCMOS HEF4755V que presenta Miniwatt, se puede obtener una máxima seguridad y efectividad en la transmisión de datos. Como protección normal, incorpora verificación de bit digital programable CRC (Calculador verificador de redundancia) y protección de formato.

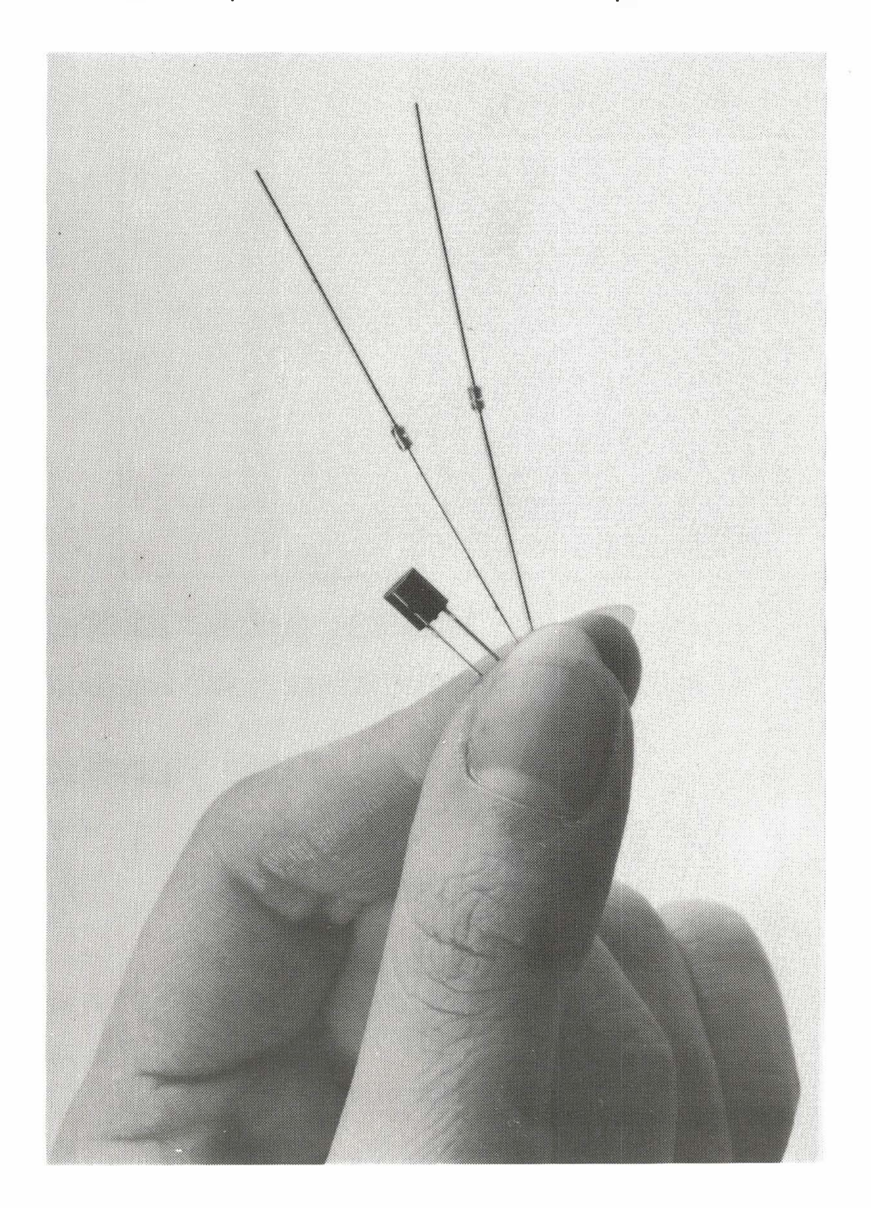
El HEF4755V puede transmitir o recibir bloques de datos binarios en serie (mensajes) consistentes en un bit de inicio, seguido por un bit formato que contiene el número de octetos del dato (0 a 7) que viene a continuación en el mensaje. El mensaje puede tener hasta $2^{56}$ números binarios, seguidos por un octeto de verificación de redundancia que es comparado con el octeto de verificación de redundancia generado por un receptor. Esta verificación de redundancia puede detectar hasta 5 errores de código en el dato transmitido, y también cualquier número par de errores. Cualquier error detectado en el octeto de formato u octeto de verificación de redundancia hará que se active la salida de error.

El HEF4755V tiene ocho modos de operación, cuatro en sincronismo (tres líneas de transmisión) y cuatro asíncronas (una línea de transmisión). Se utiliza una entrada/salida en paralelo de 8 bits; la velocidad de transmisión es 0,8; 1,6; ó 3,2 Mbaudios para operación síncrona, y 31, 62, ó 125 Kbaudios para operación asíncrona. Las entradas al circuito integrado son LOCMOS estándar y las salidas son compatibles con TTL.

El circuito integrado está encapsulado en una cerámica (SOT-135) de 28 terminales o plástico (SOT-117) DIL (Dual In Line).




Para mayor información dirigirse a Miniwatt, S.A. División Comercial Balmes, 22 Tel. 301 63 12 Barcelona - 7.



## NUEVOS SENSORES DE TEMPERATURA

Los nuevos sensores tienen buena linealidad sobre un amplio margen de temperatura.

Los sensores de temperatura KTY81, KTY83 y KTY84 son casi lineales en un margen de temperatura de – 60 a 300°C. Para uso normal no se necesitan las redes de compensación de linealidad, y cuando se requieren resultados muy precisos, será suficiente utilizar sencillas redes resistivas de compensación.

Entre las muchas aplicaciones de estos sensores se tiene: sistemas de calefacción central, electrónica del automóvil, circuitos de protección de motores, etc.

Estos sensores están realizados con silicio del tipo N, y tienen un coeficiente positivo de temperatura de 1%/K aproximadamente. No dependen de la polaridad y son especialmente adecuados para conectar a circuitos de estado sólido porque no necesitan acoplamiento.

Los sensores KTY83 y KTY84 cubren los márgenes de temperatura de –50 a –150°C, –50 a 175°C y –60 a 300°C respectivamente. Los encapsulados son SOD -70 para el KTY81, y SOD- 58 (DO-34) para el KTY83 y KTY84. Están disponibles con tres tolerancias diferentes; 1%, 2% y 5%.



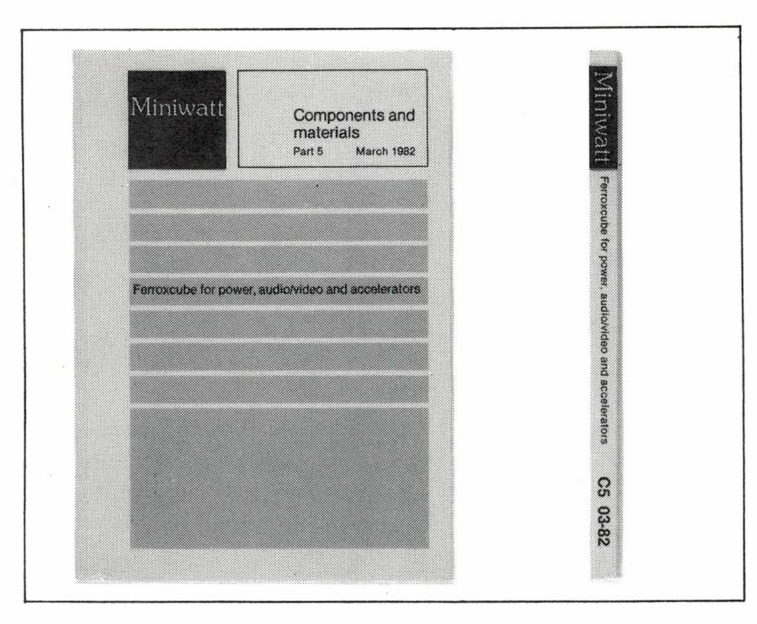
Ha sido firmado un acuerdo de distribución entre las firmas MINIWATT S.A., SANTOS DEL VALLE y SEMICONDUCTORES S.A., para la comercialización de los productos, MINIWATT, PHILIPS y SIGNETICS. Este acuerdo consolida las relaciones comerciales mantenidas hasta el presente entre estas Compañías.

Como breve reseña, debemos recordar que MINIWATT S.A. fue fundada en Setiembre de 1.960, dedicándose a la fabricación y comercialización de componentes electrónicos en una amplia gama, tanto para aplicación en el mercado de consumo como en el profesional. En este último campo, es en el que preferentemente se enmarcará la colaboración de las tres firmas, aunadas por un deseo de servicio a dicho mercado y por las propias características de los productos objeto de la distribución, cuya calidad los hace perfectamente adecuados para el sector profesional.

La firma SANTOS DEL VALLE, fue fundada hace 18 años y ha venido dedicándose desde entonces a la comercialización de componentes electrónicos profesionales, estando ubicada su sede social en Madrid, con sucursal abierta en Barcelona.

SEMICONDUCTORES S.A., fue constituida en 1.979 en Barcelona y es firma especializada en el campo de la Telecomunicación y de la Industria, existiendo una clara división, entre la comercialización de sus productos. por una parte, componentes electrónicos (activos y pasivos) y por otra, sistemas (equipos de desarrollo y periféricos). Tiene establecida sucursal en Madrid.

Esperamos que el sector electrónico español haya sido favorecido con este nuevo acuerdo de colaboración.




# BIBLIOTECA MINIWATT

## Ultimas publicaciones recibidas

C5 03-82 FERROXCUBE FOR POWER, AUDIO/VIDEO AND ACCELERATORS.................................325 Ptas.

## Data Handbooks

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| * | S1 | 03-80 | DIODES | 475 ptas |
| * | S2 | 05-80 | POWER DIODES, THYRISTORES, TRIACS | 930 ptas |
| | S3 | 04-80 | SMALL-SIGNAL TRANSISTORS | 800 ptas |
| | S4 | 09-81 | LOW FREQUENCY POWER TRANSISTORS AND MODULES | 750 ptas |
| | S5 | 10-80 | FIELD-EFFECT TRANSISTORS. | 280 ptas |
| | S7 | 12-80 | MICROMINIATURE SEMICONDUCTORS | 425 ptas |
| | S8 | 06-81 | DEVICES FOR OPTOELECTRICS | 470 ptas |
| | S10 | 09-81 | WIDEBAND TRANSISTORS AND HYBRIDS | 475 ptas |
| | IC1 | 05-80 | BIPOLAR ICs FOR RADIO AND AUDIO EQUIPMENT | 425 ptas |
| | IC2 | 05-80 | BIPOLAR ICs FOR VIDEO | 500 ptas |
| | IC4 | 10-80 | DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS-LOCMOS | 650 ptas |
| | IC5 | 02-82 | DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS-ECL | 610 ptas |
| | IC7 | 05-81 | SIGNETICS BIPOLAR MEMORIES | 350 ptas |
| | IC8 | 05-81 | SIGNETICS ANALOGUE CIRCUITS | 625 ptas |
| | CM12 | 11-79 | VARIABLE RESISTORS AND TEST SWITCHES | 250 ptas |
| | CM13 | 12-79 | FIXED RESISTORS | 350 ptas |
| | C2 | 06-81 | TUNERS | 375 ptas |
| | C3 | 01-81 | LOUDSPEAKERS | 475 ptas |
| | C4 | 12-81 | FERROXCUBE POTCORES, SQUARE CORES & CROSS CORES | 575 ptas |
| * | C6 | 05-81 | ELECTRIC MOTORS AND ACCESORIES | 450 ptas |
| | C10 | 10-80 | CONNECTORS | 280 ptas |
| | C14 | 04-80 | ELECTROLYTIC AND SOLID CAPACITORS | 375 ptas |
| | C16 | 01-82 | PIEZOELECTRIC CERAMICS | 280 ptas |
| | T1 | 02-80 | TUBES FOR R.F. HEATING | 500 ptas |
| | T2 | 04-80 | TRANSMITTING TUBES FOR COMMUNICATIONS | 750 ptas |
| | T3 | 06-80 | KLYSTRONS, TWTS MICROWAVE DIODES | 350 ptas |
| | T4 | 09-80 | MAGNETRONS | 325 ptas |
| | T5 | 08-81 | CATHODE-RAY TUBES | 525 ptas |
| | T6 | 07-80 | GEIGER MULLER TUBES | 280 ptas |
| | T7 | 02-82 | GAS-FILLED TUBES | 300 ptas |
| | T8 | 02-82 | PICTURE TUBES AND COMPONETS | 750 ptas |
| | T9 | 06-80 | PHOTO AND ELECTRON MULTIPLIERS | 350 ptas |
| | T10 | 05-81 | CAMARA TUBES IMAGE INTENSIFIERS | 510 ptas |

## Catálogos

| | | | |
|---|---|---|---|
| CT1 | 81/82 | GENERAL CATALOGUE | 800 ptas |
| CT2 | 81/81 | SEMICONDUCTORS | 300 ptas |
| CT3 | 81/82 | INTEGRATED CIRCUIT CATALOGUE | 300 ptas |
| CT4 | | RESISTORS | 25 ptas |

*** Agotado**

## ¿Qué es lo que hace del 30 AX algo tan especial?

El sistema 30 AX se ha desarrollado a partir de la experiencia ganada con los sistemas autoconvergentes ya existentes como el 20 AX, y mediante posteriores investigaciones se ha logrado una distribución de campos magnéticos dinámicos (campos de desviación) y estáticos (campos de corrección de tolerancias mecánicas) que combinadas con una especial morfología del tubo, permiten obtener un barrido de pantalla libre de distorsiones y exento de errores de convergencias dinámica y estática, sin necesidad de ningún ajuste manual y conservando la ventaja de "bobina separada", es decir que cualquier bobina puede montarse con cualquier tubo.

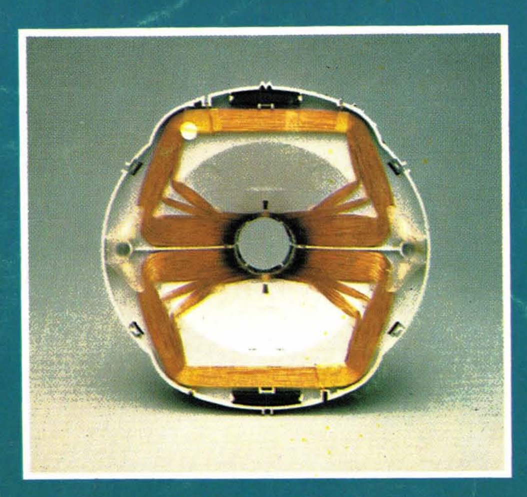
* Tubos de imagen 30 AX

Procedimiento:

a) El propio tubo está dotado de tres protuberancias en su cono que situan la *bobina en su posición axial correcta automáticamente*. (ver portada)

b) Una de las anteriores protuberancias se alberga en un alojamiento que al efecto posee la bobina, situándola en su *posición angular correcta*.

c) *No existe unidad multipolo*, se sustituye por un anillo magnético, en el interior del tubo y magnetizado automáticamente en fabricación.



* Deflectora 30 AX

Prestaciones:

- Bobina intercambiable y autoposicionable.
- No hay ajustes de convergencias dinámica y estática, ni de pureza de color, ni de orientación de trama.
- Mayor sensibilidad y mejor forma de trama por el empleo de una nueva bobina de desviación.
- Menor área de impacto (spot) y mayor uniformidad de enfoque por el empleo de un nuevo cañón.
- Contorno de imagen curvilíneo, por el empleo de nuevo ranurado de la máscara que sigue los bordes de la pantalla.

| | Tubo | Bobina |
|---|---|---|
| **20"** | A51-540X | AT 1250 |
| **22"** | A56-540X | AT 1260 |
| **26"** | A66-540X | AT 1270 |

Miniwatt s.a.
**división comercial** **barcelona**-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e **madrid**-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00
**domicilio social y división industrial** **barcelona**-4 paseo zona franca, 15 telf. 331 51 00 telex nº 52523 miniw e

signetics

# Miniwatt

Vol. 21 Núm. 6 Junio 1982 145 ptas.



**Director**

D. José M.ª Llevat Grau

**Editor**

Miniwatt, S.A.
Departamento de Publicaciones Técnicas
D. José Albiol Fernández

**Coordinación**

D. Enrique Riverola García
D. Rafael Rizo Aramburu

**Redacción**

D.ª M.ª Dolores Forns-Samsó

**Consejo Asesor de Redacción**

D. Pedro Barrera Vázquez
D. Jaime Borrull Subirana
D. Luis Marco Loras
D. Angel Suso San Miguel

**Suscripciones**

D.ª M.ª Angeles García Ferrer

**Producción**

GENERAL GRAFIC, S.A.
Caspe, 172
Barcelona-13
Depósito Legal: B-18387-61
ISSN: 0210-2641

**Portada**

**«Vista aérea de la factoría MINIWATT en Barcelona (España)»**

signetics

Miniwatt

Vol. 21 Núm. 6 Junio 1982 145 ptas.

## Indice



**Revista Miniwatt**

Publicado por:

Miniwatt, S.A.
Balmes, 22 - Teléfono 301 63 12 - BARCELONA - 7
Suscripción anual (11 números) .......... Ptas. 1.300
Precio ejemplar .......... Ptas. 145
Cambio domicilio .......... Ptas. 25

# Receptor económico de color de 90º aislado de red sin corrección este - oeste

**Se describe un receptor de color de 90° y 20''. No se necesita ningún tipo de corrección de la trama. Los circuitos de alimentación y de desviación se han reducido extraordinariamente y constan de un circuito combinado ($S^2 P^2$) que proporciona también aislamiento de red.**

**Se utiliza un único circuito impreso con dimensiones de 21x27 cm que se puede alojar en un mueble de 14''. El consumo de potencia alcanza 42 vatios para una corriente nula de haz y satisface las últimas exigencias de interferencias de red.**

## INTRODUCCIÓN

Cuando se usa un sistema de visualización en un receptor de color que no necesita ningún tipo de corrección de trama, los circuitos de desviación y de alimentación se pueden simplificar enormemente y reducir a un circuito combinado que también presente aislamiento de red.

Esto se explica de la siguiente manera:

En receptores de color se usan mucho las fuentes de alimentación conmutadas. Las tensiones que necesita un receptor se toman parcialmente de la fuente conmutada y del transformador de salida de líneas. De esta manera, el aislamiento de red se debe realizar en el transformador de la fuente.

Esto se muestra en la figura 1. Si la fuente conmutada no está sincronizada con la frecuencia de línea, se hace necesaria una etapa de excitación separada para el transistor de desviación. Para la corrección Este-Oeste se utiliza un modulador a diodos. En la Revista Miniwat Vol 19, n$^{os}$ 8/9 y 11 y Vol 20, n° 3 se describió la fuente de alimentación sincronizada (SPP) (fig. 2).

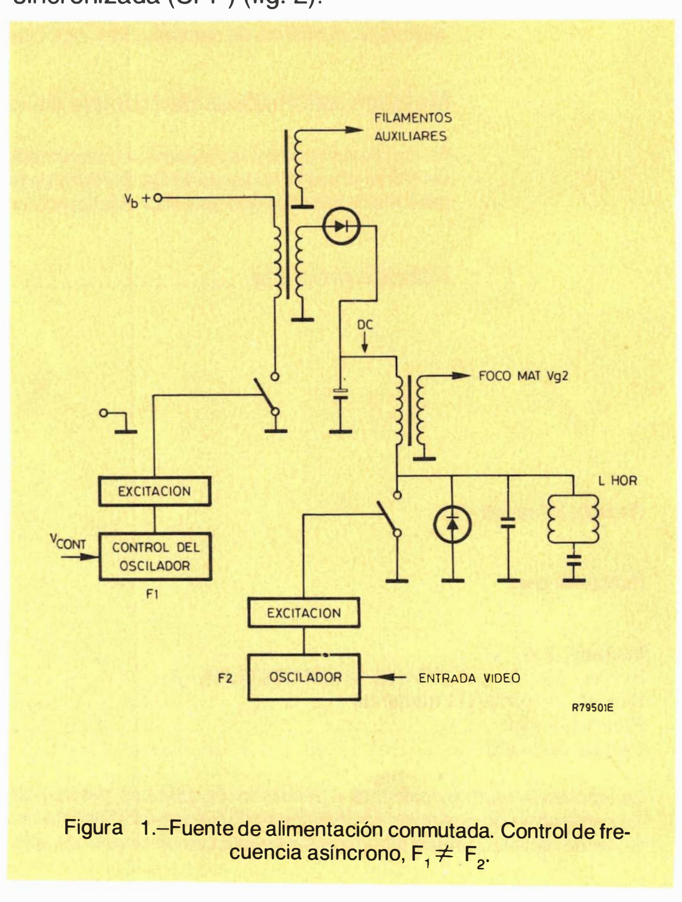



Figura 1.–Fuente de alimentación conmutada. Control de frecuencia asíncrono, $F_1 \neq F_2$.

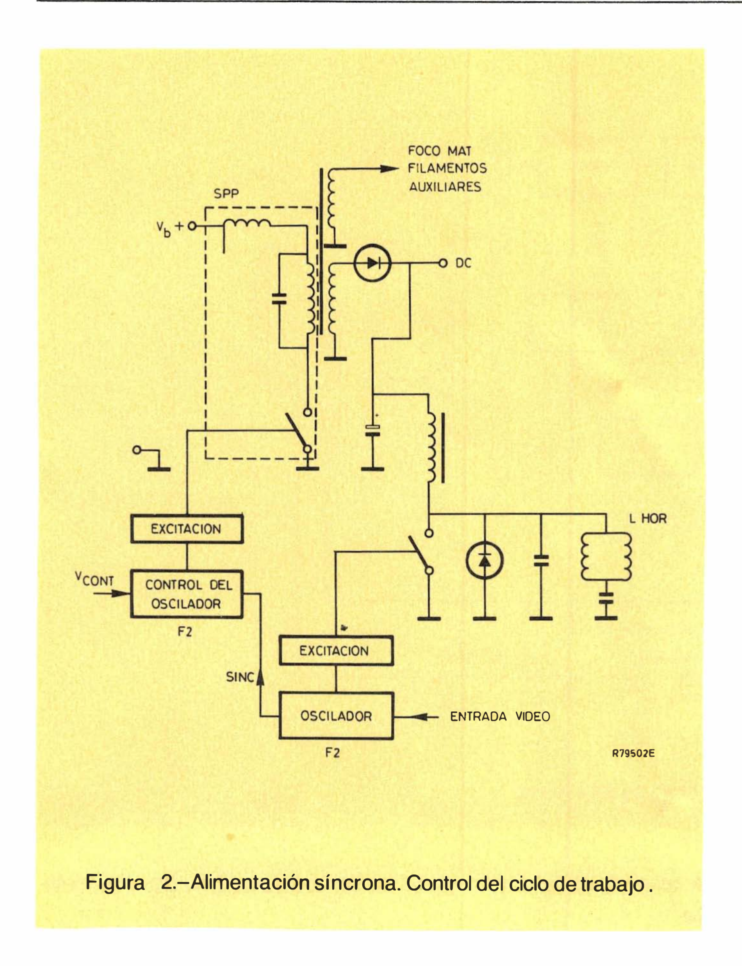



Figura 2.–Alimentación síncrona. Control del ciclo de trabajo.

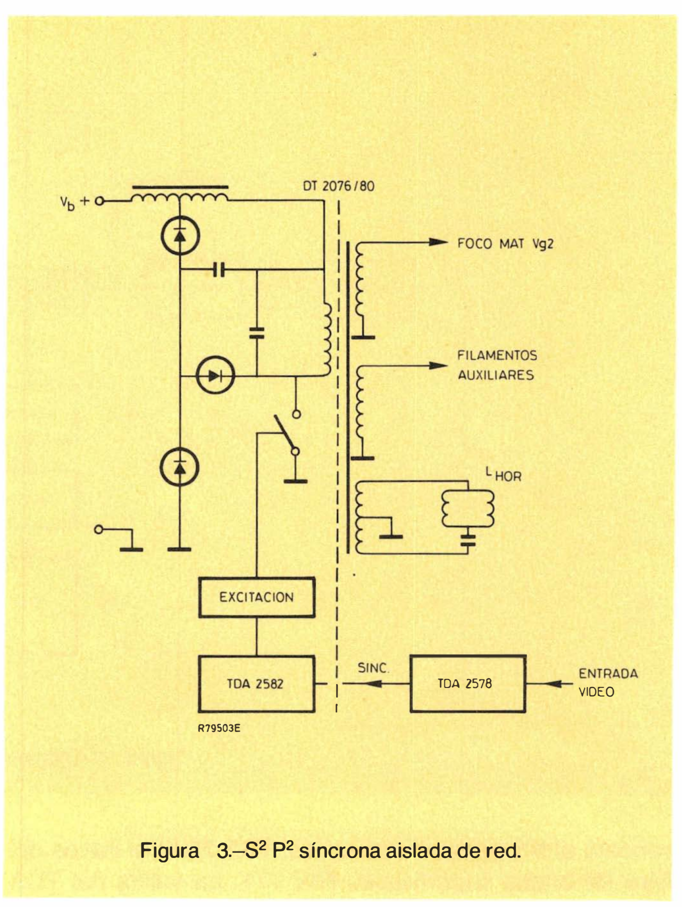



Figura 3.–$S^2$ $P^2$ síncrona aislada de red.

Sintonizando el primario del transformador de alimentación, se podía obtener también la tensión de MAT, con lo que se reducía el transformador de salida de líneas a un simple choque. No se empleaba la etapa de excitación de líneas y la corrección E-0 se realizaba mediante un sencillo regulador serie. El circuito SPP tiene que tratar con tensiones de entrada de hasta 375 V de corriente contínua. Para mantener la tensión de pico en el dispositivo de conmutación dentro de los límites correctos, se tenía que elegir un tiempo de retroceso del transformador sintonizado más grande que el usado normalmente para las etapas de desviación de línea. Las últimas investigaciones han dado otra configuración al circuito. Introduciendo una toma en el choque de entrada, con lo que se genera una tensión en escalón negativa, se puede elegir un tiempo de retroceso de línea normal para la sintonía del transformador de MAT mientras se mantiene la tensión de pico en el interruptor dentro de los mismos límites que antes.

Es posible entonces eliminar completamente toda la etapa de desviación horizontal. La bobina de desviación se puede conectar sencillamente a un devanado del secundario del transformador de diodos divididos (DTS). Para este nuevo sistema de visualización no hace falta un circuito de corrección de la trama.

La figura 3 dá el diagrama simplificado del circuito. A este circuito le llamamos sistema compacto de potencia sincronizado (SSPP ó $S^2P^2$, que es la abreviatura de Single Switch Power Pack). Con este circuito simplificado y junto a los nuevos circuitos integrados desarrollados hemos diseñado un receptor de color económico de 90° que presenta las siguientes características:

- El receptor está aislado de la red.
- Tres posibles tamaños de pantallas: 14", 16" y 20".
- Un único chasis de medidas 21x27 cm.
- Conmutación sencilla para desviación de línea y fuente de alimentación.
- Transformador de diodos divididos (DST) miniatura AT 2076/80.
- Margen de alimentación 240 V +10%, 220V –15%.
- Procesador de sincronismos TDA 2578 con silenciador incorporado y oscilador vertical.
- Salida vertical con TDA 3651 con muy pocos componentes periféricos.
- Posibilidad SECAM

## DESCRIPCIÓN GENERAL DEL RECEPTOR

El receptor se ha diseñado para recepción de señales de TV de acuerdo al estándar de 625 líneas. Está equipado con un tubo de 20" de alto brillo que opera con una tensión de MAT de 23 kV. El receptor está montado en un sólo chasis. Esto tiene la ventaja de menos hilos y contactos, pistas del circuito impreso pequeñas y mínima superficie de circuito impreso. Las dimensiones del chasis (21x27 cm) son tales que se aloja en un mueble de 14".

### Diagrama de bloques

La figura 4 muestra el diagrama de bloques del receptor. Incorpora el sintonizador VHF/UHF, ELC 2004, que se

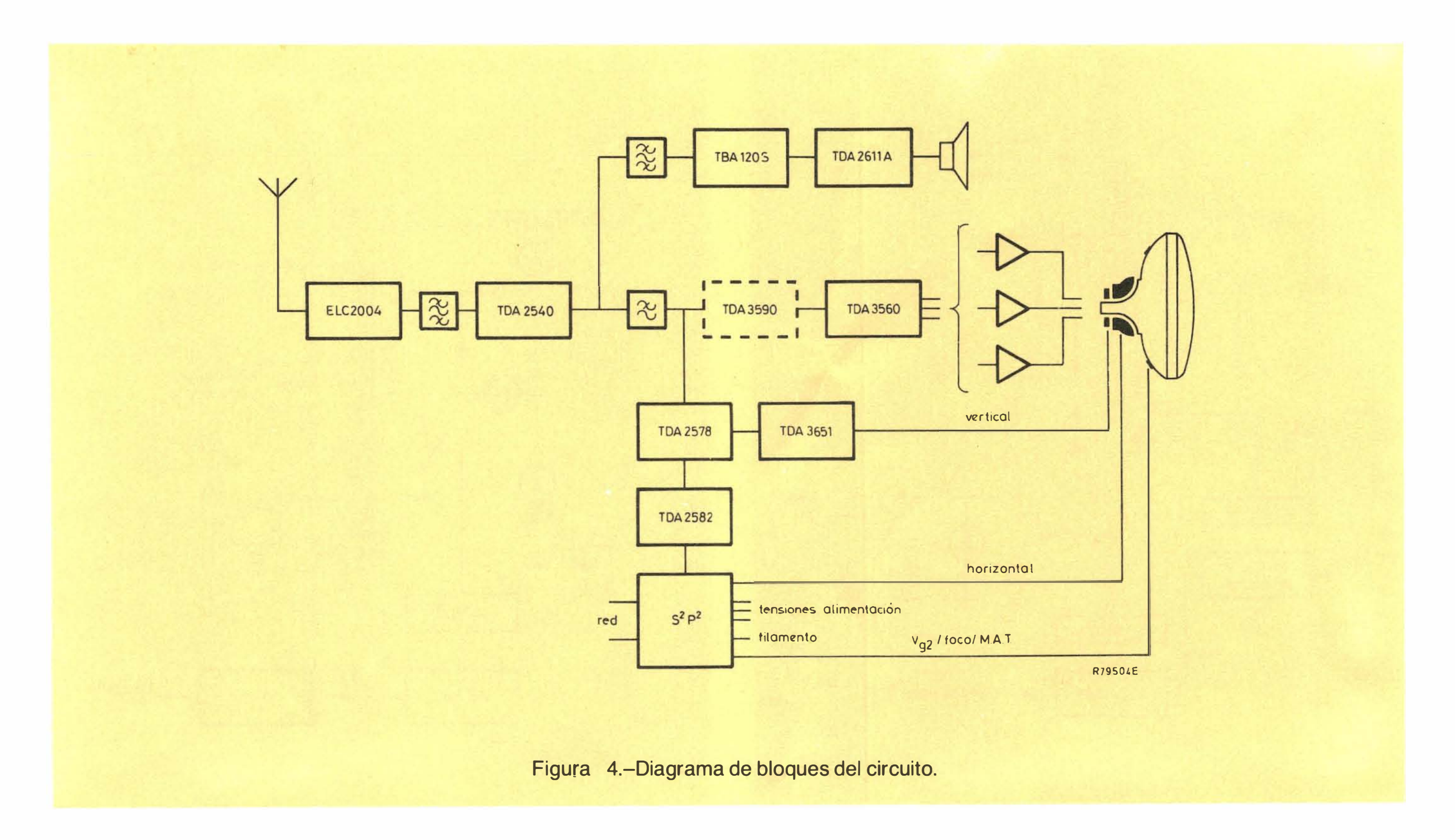



Figura 4.–Diagrama de bloques del circuito.

conecta al circuito de FI de vídeo, TDA 2540, a través del filtro de ondas superficiales RW 171. La salida del TDA 2540 entrega la señal interportadora a la etapa de sonido y la señal de video a los circuitos procesadores de video y sincronismos. El canal de sonido comprendre el demodulador y la F.I. de sonido, TBA 120S, y el circuito TDA 2611Acomo etapa de salida. El canal de video incorpora el decodificador PAL monochip TDA 3560. Para un receptor PAL-SECAM se debe añadir el TDA 3590. La salida del decodificador excita las etapas de salida RGB en clase A.

El procesador de sincronismo TDA 2578, proporciona: excitación para la etapa de salida vertical TDA 3651, un impulso almena de tres niveles para la decodificación de color, un silenciador de señal para la etapa de sonido en el caso de conmutación de canal y si no se reciben señales de TV. Además, entrega la señal de sincronización de línea al circuito de control TDA 2582 en la etapa de alimentación y en el circuito $S^2P^2$ de desviación de línea.

## DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO

### Sintonizador y F.I. de Video (fig. 5)

La señal de antena pasa a la entrada del sintonizador npn ELC 2004 a través del separador de VHF-UHF (3122.127.10450). La tensión de sintonía para estos diodos se estabiliza mediante un estabilizador de 30 V.

Para selección de canal y conmutación de bandas se utiliza un pulsador. Hay que prestar especial atención al desacoplo de las tensiones y de conmutación de bandas para evitar posibles inestabilidades provocadas en la línea de alimentación.

La salida del ELC 2004 se acopla capacitivamente al preamplificador del filtro de ondas superficiales. De esta forma se ahorra el circuito sintonizado usado normalmente.

La salida del sintonizador se termina con un choque fijo de 1 $\mu$H. La anchura de banda total del circuito se puede corregir ajustando la bobina interna del sintonizador. Las pérdidas de inserción del filtro RW 171 se compensan por medio de un preamplificador de una etapa. Este lleva el transistor npn BF 370 con realimentación en paralelo y puede trabajar con grandes señales. El colector del BF 370 se acopla aperiódicamente al RW 171, con lo que no se necesita ningún ajuste.

La señal se procesa posteriormente en el circuito de F.I. de video, TDA 2540. Este circuito integrado contiene un amplificador de banda ancha de ganancia controlable, un demodulador síncrono, un circuito de CAG protegido del ruido, un circuito de CAF y un inversor de puntos blancos (para evitar puntos ultra blancos o negros en la imagen).

El circuito sólo requiere 3 ajustes que son: la bobina de referencia, la bobina de CAF y el potenciómetro de CAG del sintonizador.

### Sección de sonido (fig. 6)

La señal de interportadora obtenida a la salida del TDA 2540 se transfiere a través de un condensador a la entrada de un filtro paso banda cerámico de 5,5 MHz. El condensador junto con la resistencia de entrada del filtro cerámico forman un filtro paso alto. Después de filtrada, la señal se introduce en el TBA 120 S, que actúa como demodulador y amplificador limitador. También existe un control de volumen en corriente contínua.

La tensión de salida de audiofrecuencia está disponible en el terminal 8 del TBA 120S, y se adapta a la tensión de

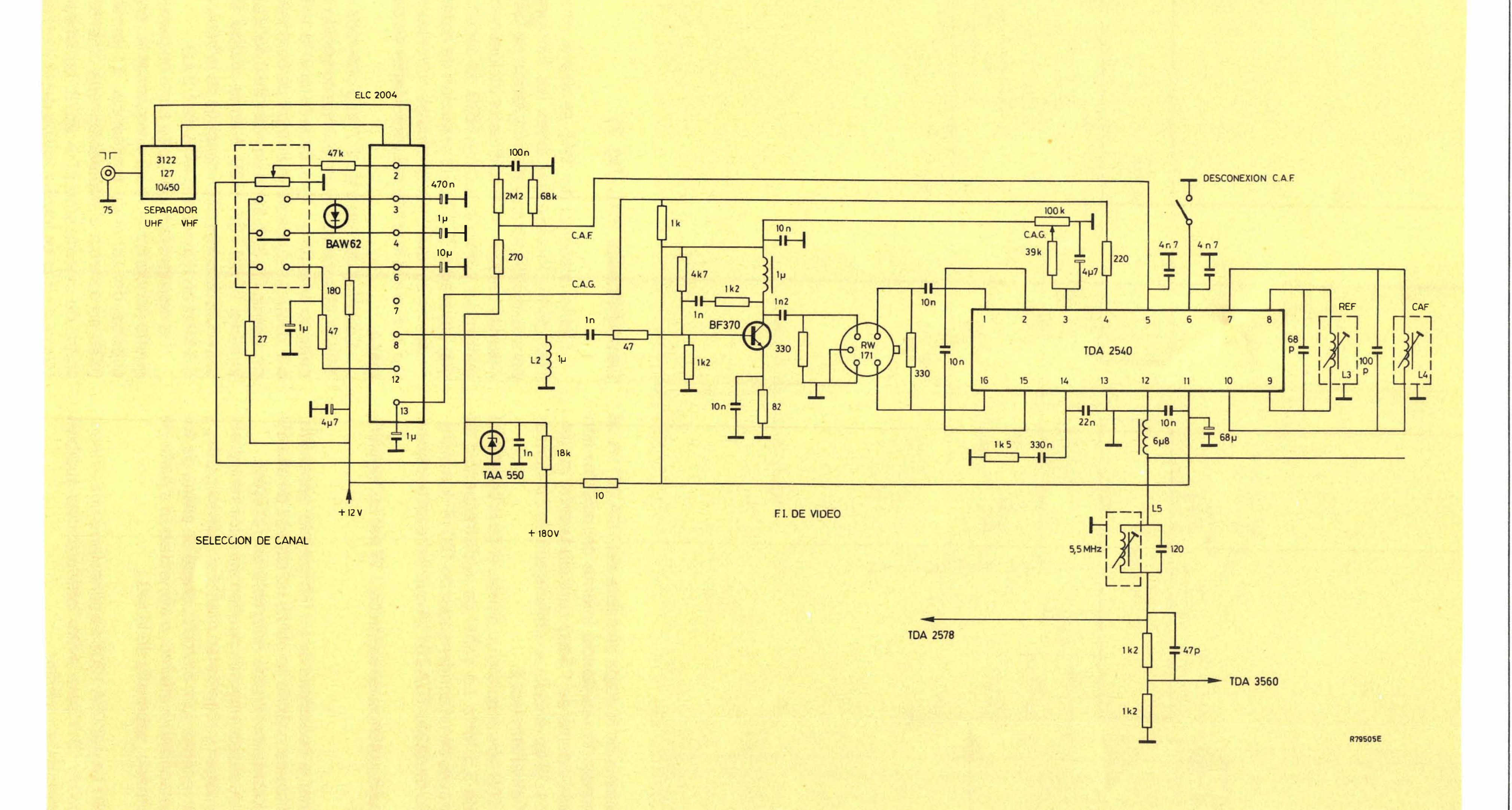



Figura 5.–Sintonizador y F.I. de vídeo.

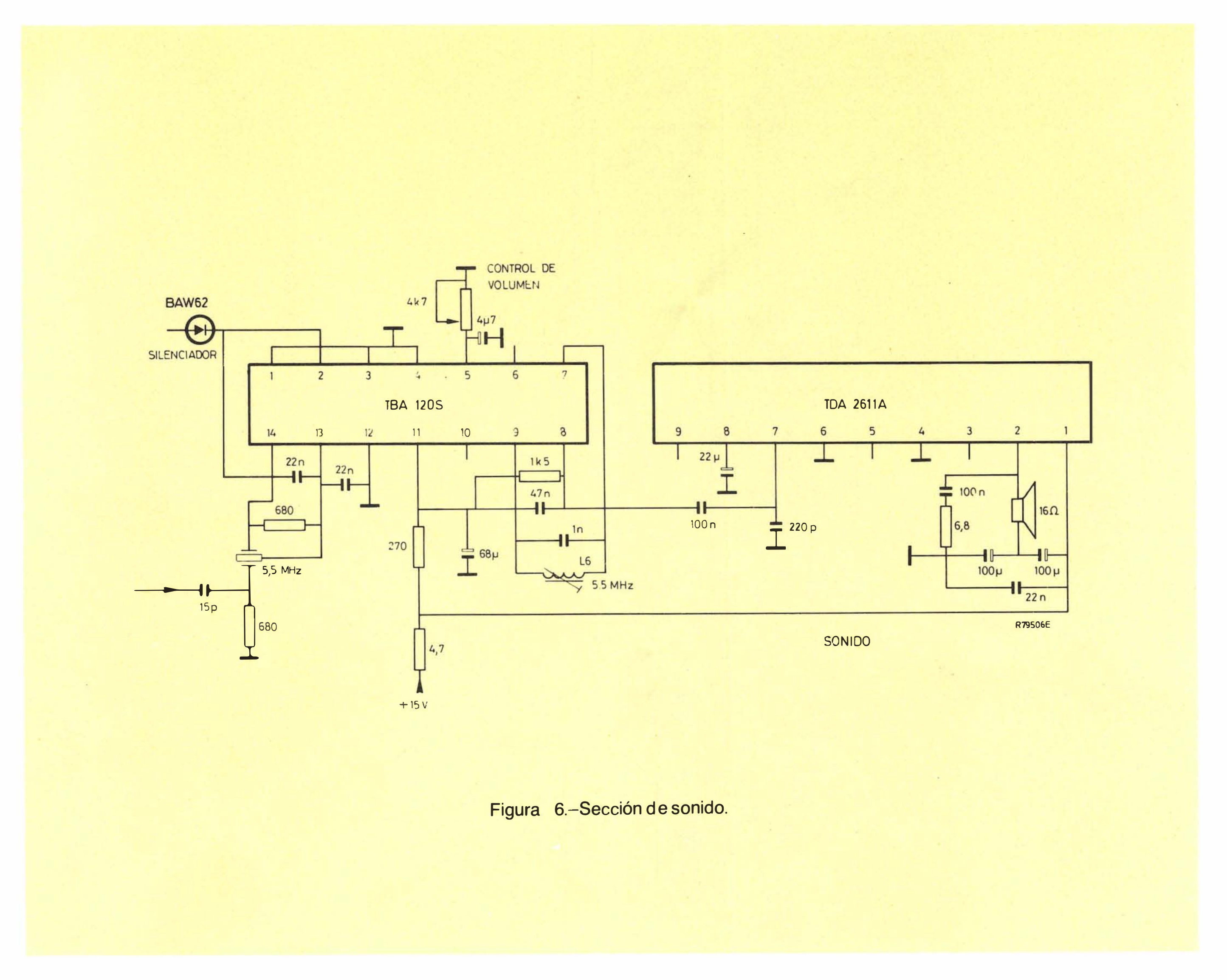



Figura 6.–Sección de sonido.

entrada necesaria de la etapa de salida del TDA 2611A, al poner en paralelo la resistencia interna del colector con una resistencia externa de 1,5 kΩ conectada entre los terminales 8 y 11. El de-énfasis se obtiene con un condensador de 47 nF en el terminal 8.

El TBA 120S sólo requiere un ajuste, el de la bobina de cuadratura de 5,5 MHz. La señal de audiofrecuencia se transfiere a través de un condensador de 100 nF a la entrada del circuito de salida TDA 2611A que tiene un encapsulado SIL9.

Se elige una potencia de salida de 1 W por las siguientes razones:

- Para eliminar la necesidad de un refrigerador separado.
- 1 W es suficiente cuando se utiliza un altavoz de alta eficiencia colocado en la parte delantera del receptor.
- Potencias de salida mayores pueden producir interferencias en la imagen y requerirían medidas más exigentes y caras en el receptor (por ejemplo, etapa de salida de sonido con estabilizador interno, o alimentación a partir de un transformador separado de la red.)

El TDA 2611A y el TBA 120S se conectan a una alimentación común de 15 V para evitar interferencias audibles cuando se enchufa el receptor.

## Decodificador PAL (fig. 7)

Como decodificador PAL se usa el circuito integrado TDA 3560. Proporciona todas las funciones requeridas para la identificación y demodulación de las señales PAL. Además contine un amplificador de luminancia, el circuito matrizador y amplificadores RGB. El circuito posee entradas separadas RGB para inserción de datos. Si estas entradas no se usan, los terminales correspondientes se dejan al aire y la entrada del conmutador de datos se pone a masa.

La señal de video de 2,7 Vpp obtenida a la salida del TDA 2540 a través de una trampa de sonido de 5,5 MHz, se debe de adaptar a 1 Vpp. En este caso la señal de luminancia, después de pasar la trampa de crominancia y la línea de retardo DL 330, tiene un valor de 0,45 V pico a pico en el terminal 10 del TDA 3560. Esto se realiza dividiendo la resistencia de adaptación después de la trampa de sonido de 5,5 MHz en dos resistencias de 1,2 kΩ.

La resistencia superior se pone en paralelo con un pequeño condensador para compensar la respuesta en frecuencia del canal de luminancia. El terminal 8 del TDA 3560 se conecta al impulso almena obtenido en el procesador de sincronismo TDA 2578. La limitación de la corriente de haz se hace a través del control del contraste.

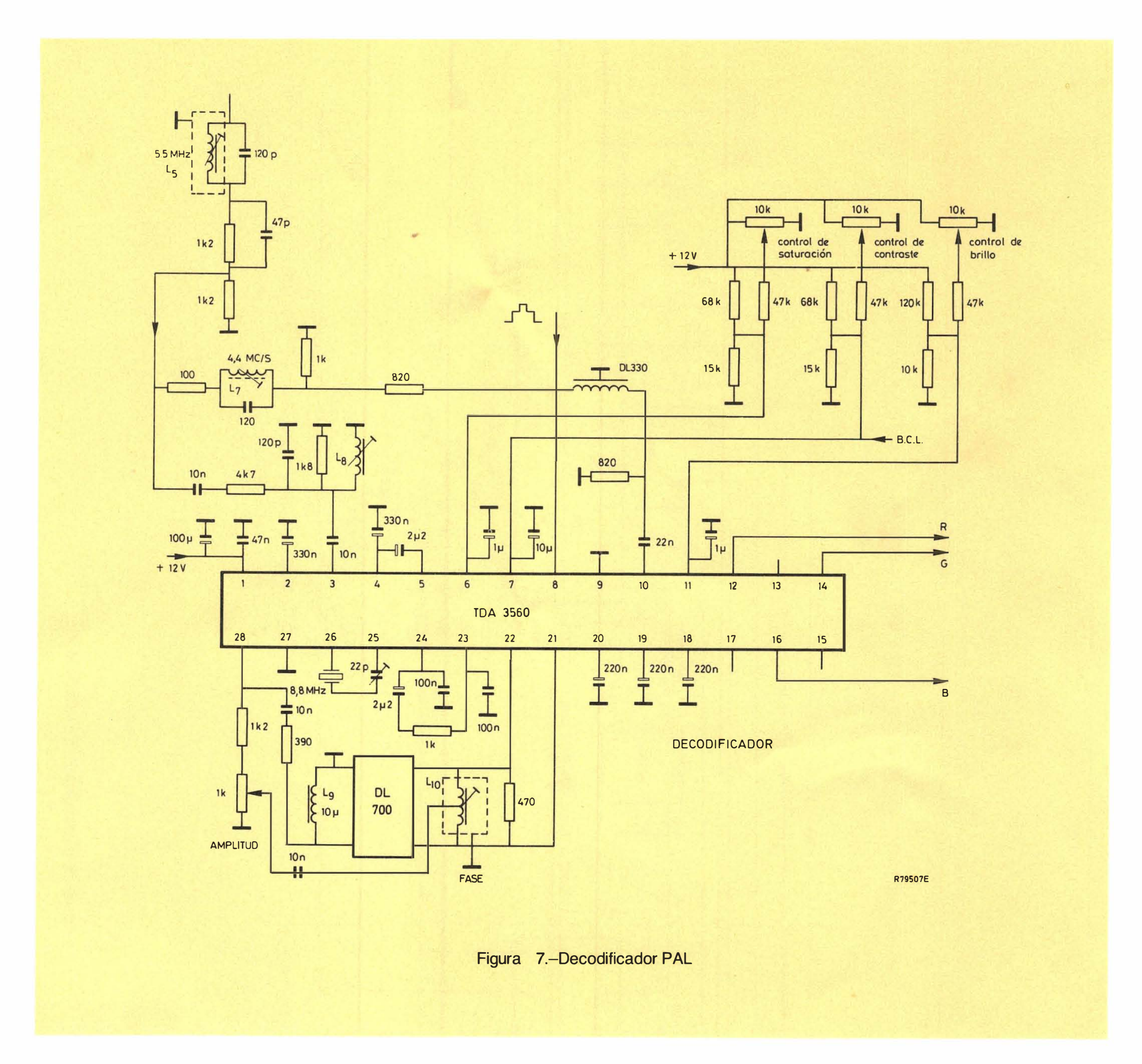



Figura 7.–Decodificador PAL

## Decodificador PAL-SECAM (fig. 8)

Añadiendo el procesador SECAM TDA 3590 se obtiene un receptor PAL/SECAM estándar.

El TDA 3590 es un circuito que convierte las señales SECAM en señales secuenciales moduladas en fase.

Las señales diferencia de color modulan una portadora PAL que se obtiene del oscilador de 8,8 MHz del TDA 3560. Las señales retardada y no retardada del decodificador PAL entran al TDA 3590 donde se matrizan (PAL) o conmutan (SECAM). Esto garantiza un buen comportamiento durante la recepción SECAM, porque no hay interacción entre las dos señales diferencia de color.

### *Recepción SECAM*

Una señal de video 1 Vpp se aplica al circuito de crominancia y al de luminancia. La señal de entrada de crominancia, que debe estar libre de cualquier modulación de sonido, se aplica al terminal del TDA 3590 a través de un filtro que proporciona la banda de paso necesaria para las señales SECAM.

La señal SECAM se introduce a través del amplificador limitador al demodulador. Sólo es necesario un demodulador a causa de la naturaleza secuencial de la señal.

La polarización de corriente contínua del terminal 4 se hace a través de la inductancia $L_1$.

En el terminal 8 están disponibles las señales (R - Y) y (B - Y) moduladas secuencialmente y se aplican a través de un filtro paso banda de croma al amplificador de CAC (terminal 3) del TDA 3560.

En el terminal 28 del TDA 3560 está disponible una señal (B - Y) y (R - Y) modulada secuencialmente. Las señales directa y retardada están acopladas a los terminales 11 y 12 del TDA 3590 y a través del conmutador SECAM, las señales (R - Y) y (B - Y) se aplican a sus correspondientes demoduladores en el TDA 3560.

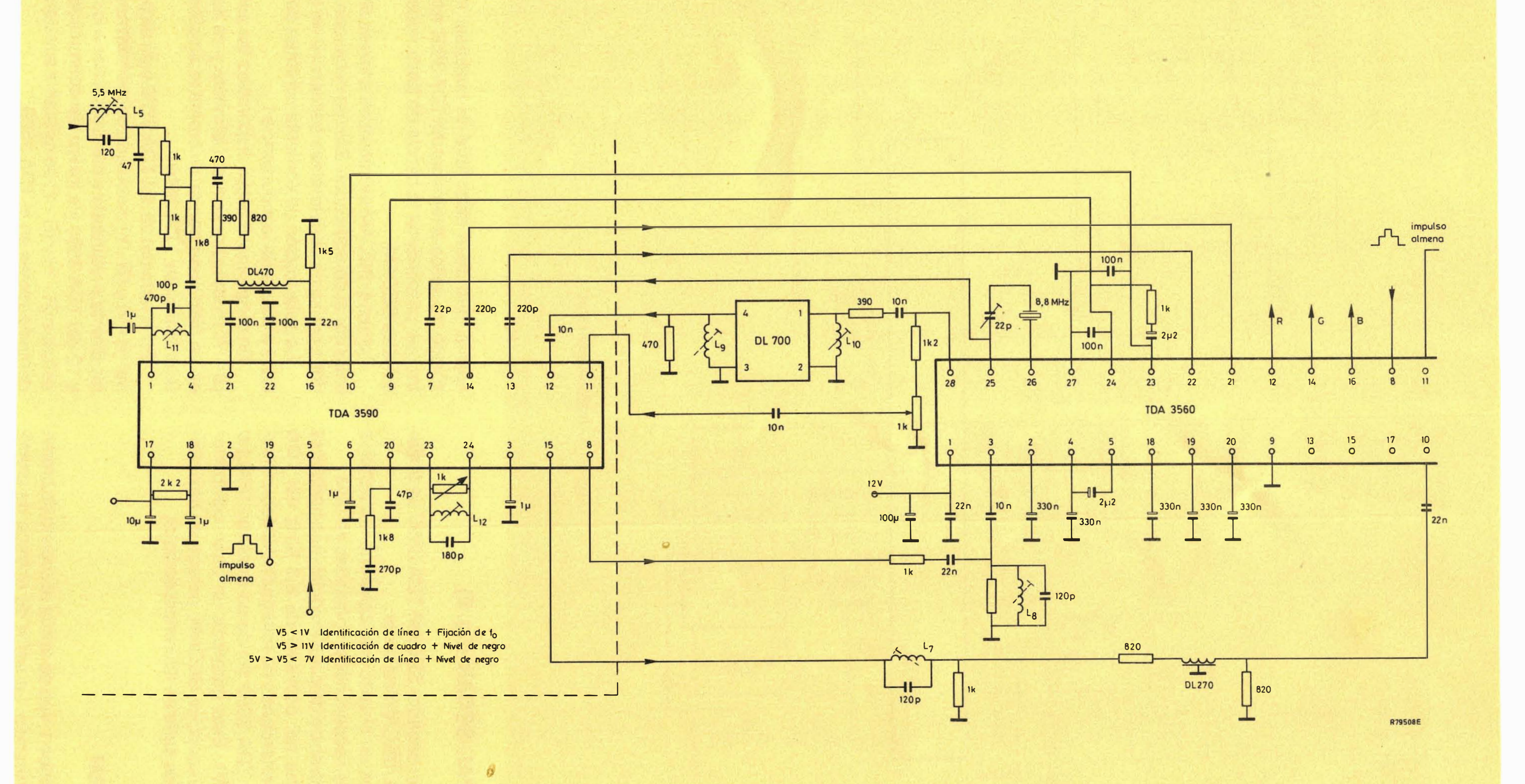



Figura 8.–Decodificador PAL-SECAM.

El de-énfasis se realiza en el terminal 20 del TDA 3590. Después de la demodulación, las señales secuenciales (R -Y) y (B - Y) se separan y pasan a sus circuitos de fijación. Los condensadores de fijación se conectan a los terminales 21 y 22 del TDA 3560.

La generación de la portadora se obtiene aplicando una señal de 8,8 MHz procedente del terminal 25 del TDA 3560 al terminal 7 del TDA 3590 a través de un condensador de 22 pF. La identificación de línea o de cuadro se puede seleccionar mediante una tensión aplicada externamente al terminal 5.

Un impulso almena de tres niveles obtenido del procesador de sincronismo TDA 2578 se aplica al terminal 19 del TDA 3590. Los impulsos de borrado de línea, los de borrado de cuadro y los de puerta de salva se separan y se genera internamente un impulso de fijación de 800 ns inmediatamente después del impulso de puerta de salva.

La señal se retarda 470 ns en la línea de retardo DL 470 y se aplica al terminal 16 del TDA 3590. Las señales de luminancia y crominancia se temporizan correctamente en los terminales de salida 8 y 15 del TDA 3590.

### *Recepción PAL*

La señal compuesta de video pasa a través de la línea de retardo DL 470 y después de amplificada se dispone de una señal de 1 Vpp en los terminales 8 y 15 del TDA 3590. Estas señales se aplican a las entradas del decodificador PAL TDA 3560. A la recepción de señales PAL, el sistema de identificación del TDA 3590 activa la circuiteria de la matriz PAL. La señal de croma controlada por el CAC en el terminal 28 del TDA 3560 se acopla a través de la línea de retardo al terminal 12 del TDA 3590. Una señal directa se acopla mediante un potenciómetro de 1 kΩ al terminal 11 del TDA 3590.

Después del matrizado activo, las señales (R - Y) y (B - Y) están disponibles en los terminales 13 y 14, desde donde se encaminan a sus demoduladores en el TDA 3560.

## Etapas de salida de vídeo (fig. 9)

Las etapas de salida de vídeo de clase A están situadas en el zócalo del tubo de imagen. Esto evita la radiación producida por largos conductores que lleven una señal de vídeo de 100 Vpp. Además, podrían contribuir a la carga capacitativa en la salida del amplificador de vídeo. También se requeriría una impedancia más baja de las resistencias de colector, lo que daría lugar a un incremento del consumo de potencia. Las señales RGB disponibles en las salidas del TDA 3560 se aplican a las bases de los transistores de salida de vídeo BF 869.

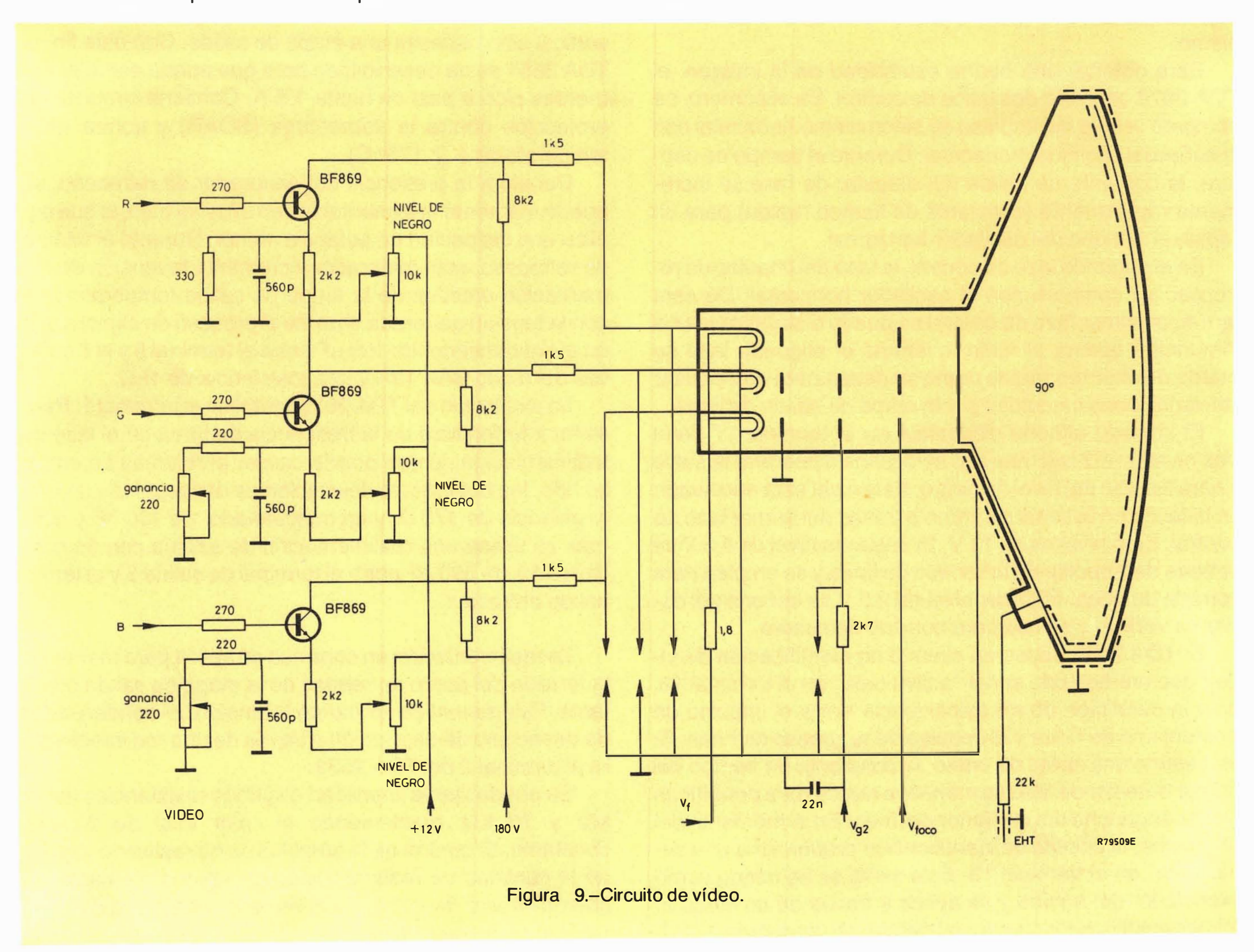


Figura 9.–Circuito de vídeo.

Puesto que las salidas del TDA 3560 son de muy baja impedancia, las interconexiones apenas tienen influencia sobre la característica de frecuencia. Se deben usar resistencias de colector de película en vez de bobinados para evitar sobreoscilaciones. El ajuste de ganancia se efectúa por medio de resistencias variables de emisor. Para una óptima respuesta en frecuencia y escalón, las resistencias de emisor se conectan en paralelo con condensadores cerámicos de 560 pF. El nivel de negro de las señales de vídeo se puede ajustar introduciendo una corriente contínua en las resistencias de emisor, para compensar las tolerancias de corte del tubo de imagen.

## Procesador de sincronismos (fig. 10)

El procesador de sincronismos TDA 2578 genera una señal de sincronismo de línea para el circuito $S^2$ $P^2$, un impulso almena, una señal de identificación de vídeo y una señal de excitación para la etapa de desviación vertical.

La señal de vídeo, presente en la salida del circuito de F.I. de vídeo, TDA 2540, se aplica a través de una trampa de sonido al terminal 5 del TDA 2578, que es la entrada al separador de sincronismo. Se detectan el nivel de negro y el tope de sincronismo, con lo cual se toma una muestra del impulso de sincronismo exactamente por la mitad (rebanada). Este sistema facilita la sincronización incluso bajo condiciones de gran reducción del impulso de sincronismo.

Para obtener una buena estabilidad de la imagen, el TDA 2578 contiene dos lazos de control. En el primero, se compara la fase del impulso de sincronismo horizontal con la señal del oscilador horizontal. Durante el tiempo de captura, la corriente de salida del detector de fase se incrementa rápidamente (constante de tiempo rápida) para un rápido enganche del oscilador horizontal.

En el segundo lazo de control, la fase del impulso de retroceso se compara con el oscilador horizontal. De esta forma, el primer lazo de control se puede diseñar para una inmunidad óptima al ruido, mientras el segundo lazo se puede diseñar tan rápido como se desee para compensar las variaciones causadas por la etapa de salida de línea.

El impulso almena disponible en el terminal 17 tiene tres niveles: el nivel más alto se destina a puertear la salva y para fijación del nivel de negro. Este nivel está enclavado en la fase con la señal de vídeo a través del primer lazo de control. Este nivel es de 11 V. El segundo nivel de 4,5 V se obtiene del impulso de retroceso de línea y se emplea para borrado de línea. El tercer nivel de 2,5 V se obtiene del oscilador vertical y se usa para borrado de cuadro.

El TDA 2578 posee un circuito de identificación de vídeo que entrega una señal "activa baja" en el terminal 13, bajo la condición de no coincidencia entre el impulso de sincronismo de línea y el impulso de retroceso de línea. Si se detecta una señal de vídeo, la constante de tiempo del primer detector de fase se mantiene rápida para permitir un rápido enganche del oscilador de línea. En el momento del enganche, el circuito de identificación proporciona una señal "alta" en el terminal 13. Esta señal se ha usado como silenciador del sonido y se aplica a través de un diodo al primer amplificador diferencial del circuito integrado de F.I. de sonido, TBA 120S. Para un nivel bajo, la señal de silenciamiento provoca un completo desajuste de esta etapa y la señal de F.I. de sonido se suprime totalmente.

El TDA 2578 también posee un generador de rampa como oscilador vertical y una etapa comparadora. La señal del oscilador vertical (terminal 3) y la tensión de realimentación (terminal 2) obtenida de una pequeña resistencia en serie en el circuito de corriente de desviación vertical se aplican a una etapa comparadora. La salida está disponible a través de una etapa amplificadora en el terminal 1 y proporciona la excitación adecuada para la salida vertical en el TDA 3651.

Las realimentaciones en continua y en alterna de la etapa de salida se aplican al terminal 2. Para obtener un barrido vertical lineal, la alimentación del oscilador vertical se toma de la fuente de 26 V.

Un circuito de guarda controla la tensión de realimentación en el terminal 2. Cuando el nivel en ese terminal es inferior a 2,5 V o superior a 5 V, el circuito de guarda insertará un nivel de contínua de 2,5 V en el impulso almena del terminal 17, lo que asegura un completo borrado de las salidas RGB del TDA 3560.

## Desviación vertical (fig. 10)

Dado que el circuito TDA 2578 contiene el oscilador vertical y el circuito comparador, la etapa de desviación vertical sólo necesita una etapa de salida. Con este fin, el TDA 3651 se ha desarrollado para que pueda manejar corrientes pico a pico de hasta 1,5 A. Contiene circuitos de protección contra la sobrecarga (SOAR) y contra altas temperaturas ( $\geqq$ 175° C).

Debido a la presencia del generador de retroceso, se puede mantener la alimentación en un nivel bajo, lo que implica una disipación de potencia menor. Durante el tiempo de retroceso, este generador incrementa la tensión de alimentación efectiva de la etapa de salida temporalmente con la tensión generada durante el proceso de exploración en el condensador de 100 $\mu$F entre el terminal 6 y el 8 a través del diodo BAX 12A y una resistencia de 1 k$\Omega$ .

La excitación del TDA 2578 se aplica al terminal 1. Para evitar interferencia de la frecuencia de línea en el lazo de realimentación, lo que podría causar problemas de entrelazado, las bobinas de desviación se desacoplan con una resistencia de 470 $\Omega$ y un condensador de 100 nF y además se aplica una realimentación de alterna con un condensador de 390 pF entre el terminal de salida 5 y el terminal de entrada 1.

La realimentación en contínua se aplica para mantener la tensión del punto de reposo de la etapa de salida constante. Esto se realiza aplicando la tensión del condensador de desacoplo de desviación a través de una red integradora al terminal 2 del TDA 2578.

Se puede fijar la linealidad eligiendo resistencias de 12 k$\Omega$ y 10 k$\Omega$ manteniendo el valor total de 22 k$\Omega$ constante. El control de la amplitud se ha realizado variando la cantidad de realimentación en alterna mediante un potenciómetro de 100 $\Omega$ a través de la resistencia de realimentación de desviación.

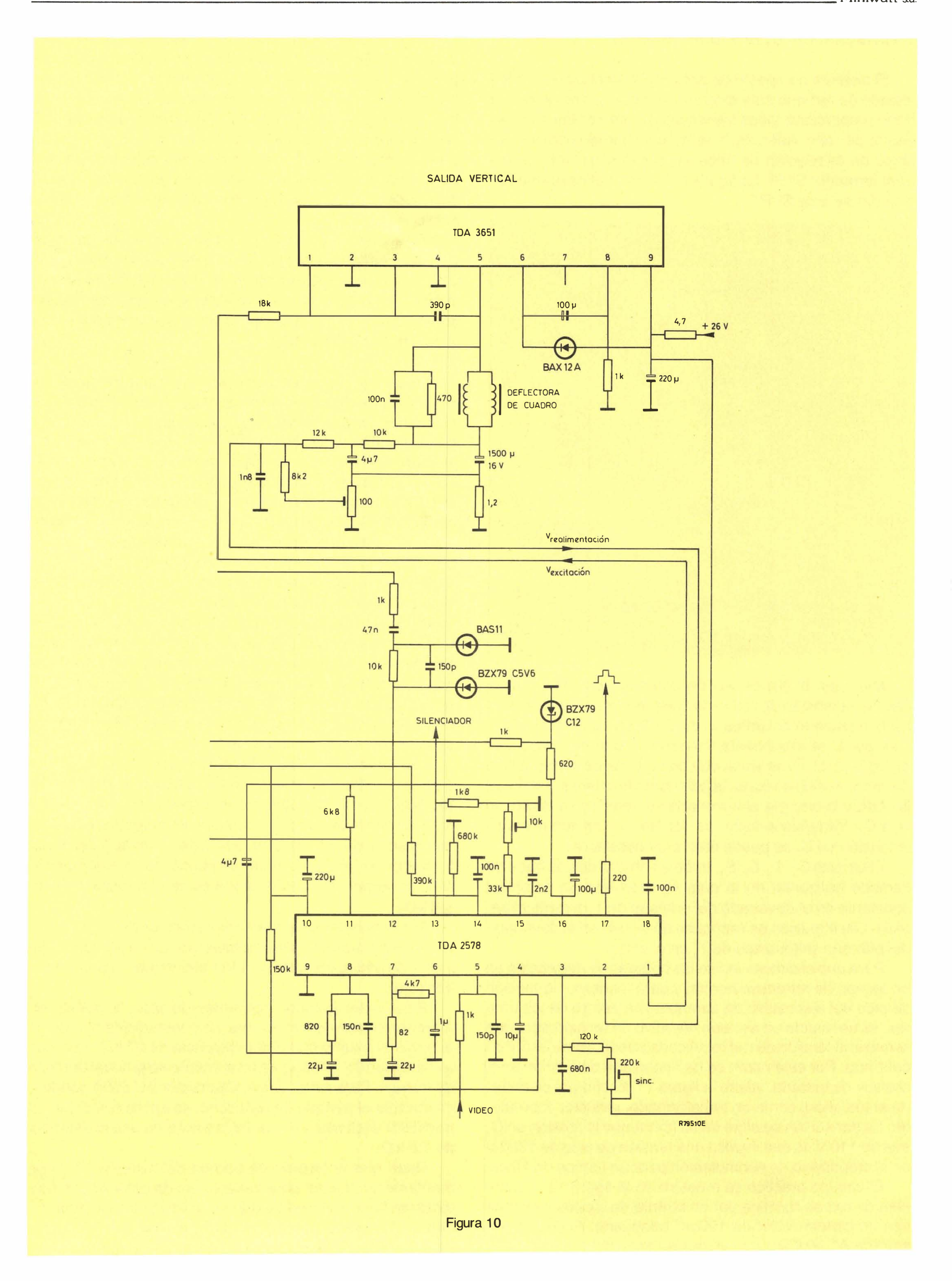

SALIDA VERTICAL
TDA 3651
18k
390 p
100 µ
4,7
+ 26 V
BAX 12 A
1k
220 µ
100n
470
DEFLECTORA
DE CUADRO
12 k
10 k
4µ7
1500 µ
16 V
1n8
8k2
100
1,2
Vrealimentación
Vexcitación
1k
47n
BAS11
10k
150p
BZX79 C5V6
BZX79
C12
SILENCIADOR
1k
620
1k8
6k8
10k
680k
4µ7
220µ
390k
100n
33k
2n2
100µ
220
100n
TDA 2578
150k
4k7
820
150n
82
1µ
1k
150p
10µ
120 k
22µ
22µ
680n
220k
sinc.
VIDEO
R79510E

Figura 10

## Desviación de línea y alimentación

El sistema compacto de potencia sincronizado ($S^2$ $P^2$) aislado de red que está sincronizado con la frecuencia de línea proporciona todas las tensiones en contínua del receptor de color. Además, la tensión de barrido para las bobinas de desviación de línea se deriva directamente del transformador $S^2$ $P^2$. La figura 11 muestra el esquema básico del sistema $S^2$ $P^2$.

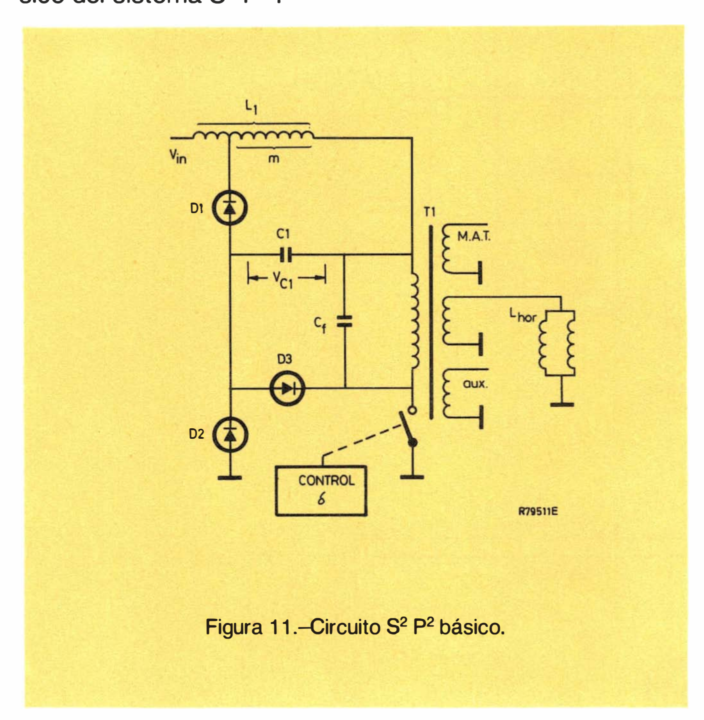



Figura 11.–Circuito $S^2$ $P^2$ básico.

Mientras el dispositivo de conmutación está conduciendo, la tensión de red rectificada se conecta a través de L y el devanado del primario del DST. La corriente que circula por L se incrementa linealmente con el tiempo y la energía (1/2 L $I^2$) se almacena en $L_1$. Cuando el dispositivo de conmutación se corta, la polaridad de la tensión en $L_1$ se invierte y la energía almacenada se transfiere a través de $D_1$ a $C_1$. Variando el factor de trabajo ( $\delta$ ) del conmutador, la tensión en $C_1$ se puede mantener constante.

El circuito $C_1$, $T_1$, $C_f$, $S_1$, trabaja como el de una base de tiempos horizontal en la cual $C_1$ mantiene un potencial constante en el devanado del primario de $T_1$durante el barrido. Los impulsos de retroceso aparecen en el devanado del primario sintonizado de $T_1$ en el corte.

Para que el circuito excite las bobinas de desviación en un tiempo de retroceso normal y para mantener la tensión de pico del dispositivo de conmutación dentro de los límites, es necesario un escalón negativo de tensión para que la máxima tensión de red rectificada pueda ser de 375 V en contínua. Por esta razón se ha hecho una derivación en el choque de entrada, véase la figura 11. El choque de entrada actúa ahora como un transformador reductor conmutado. La derivación se elige de tal forma que la tensión en $C_1$ sea de 110 V, lo que implica una tensión de pico de 1200 V en el dispositivo de conmutación para un tiempo de 12 $\mu$s.

El circuito práctico se muestra en la figura 12. La tensión de red se rectifica por un puente de diodos y se filtra con un condensador de 150 $\mu$F adecuado. El choque de entrada AT 4043/81 usa un núcleo tipo U25.

El transformador de salida de líneas es el nuevo DST miniatura DT2076/80. Los devanados del primario y del secundario se aislan de la red conforme a las especificaciones IEC65. En el secundario, se dispone de la tensión de MAT, de foco y de reja pantalla. Devanados auxiliares se utilizan para desviación vertical, sonido, pequeña señal, filamento del tubo y alimentación de vídeo. Además, existen devanados simétricos para las bobinas de desviación y un devanado extra en caso de que se aplique corrección de linealidad.

El transistor BU 508A actúa como dispositivo de conmutación junto con el diodo de eficiencia en paralelo BY 228 . La excitación del transistor de potencia se realiza mediante el transformador AT 4043/82 y el transistor excitador BC 639 al que se le aplica la señal generada por el circuito integrado TDA 2582.

La tensión de alimentación para el circuito integrado de control la proporciona el transformador TS 561/2, que rectificada por los diodos BAX 12A y regulada por un diodo zener, se aplica al terminal 9 del TDA 2582. Además, esta tensión rectificada se usa para alimentar el circuito excitador en el momento del arranque y posteriormente se conmuta a 26 V tan pronto como la fuente ha arrancado y el diodo BAX 12 desde el terminal de 26 V aplica esta tensión. Además, la tensión generada por este transformador permite eliminar el amplificador de sonido de 1 W. Si se requiere una mayor potencia de audio, con el transformador TS 521/B se pueden obtener 3 W.

Al circuito de control TDA 2582 se le introduce, en el terminal 8 a través de una resistencia, la tensión rectificada del terminal 17 del transformador que se aplica a las bobinas desviadoras. Esta tensión se compara con una tensión de referencia de 6,2 V. Así, el TDA 2582 suministra un impulso en su salida con un ciclo de trabajo requerido para obtener una tensión estable en $C_1$.

Las protecciones de sobrecorriente y sobretensión se realizan mediante sensado de la corriente de colector del BU 508A con el pequeño transformador AT 4043/46, de manera que la información obtenida en el secundario junto con la señal de retroceso obtenida del terminal 4 del transformador de salida de líneas, se aplica al terminal 7 del circuito integrado TDA 2582, a través de una resistencia de 5,6 k$\Omega$.

Los impulsos de sincronismo obtenidos del procesador de sincronismos se aplican a través de un condensador de 1 nF y de una resistencia de 1 k$\Omega$ al terminal 14 del circuito integrado.

Para evitar grandes corrientes de pico, la puesta en marcha se hace de forma lenta. La constante de tiempo en el terminal 5 junto con una resistencia de 27 k$\Omega$ entre los terminales 10 y 12 asegura un crecimiento gradual del ciclo de trabajo. Para evitar que el trasnsistor BU 508A conduzca durante el periodo de retroceso, se aplica a la base del transistor excitador un impulso a través de una resistencia de 1,8 k$\Omega$.

Dado que la tensión de barrido del sistema $S^2$ $P^2$ se mantiene constante, para variaciones de corriente del haz existirán fluctuaciones de la imagen inaceptables. Esto se debe a la resistencia interna de la fuente de M.A.T. Por esta razón, se ha hecho un circuito de compensación que

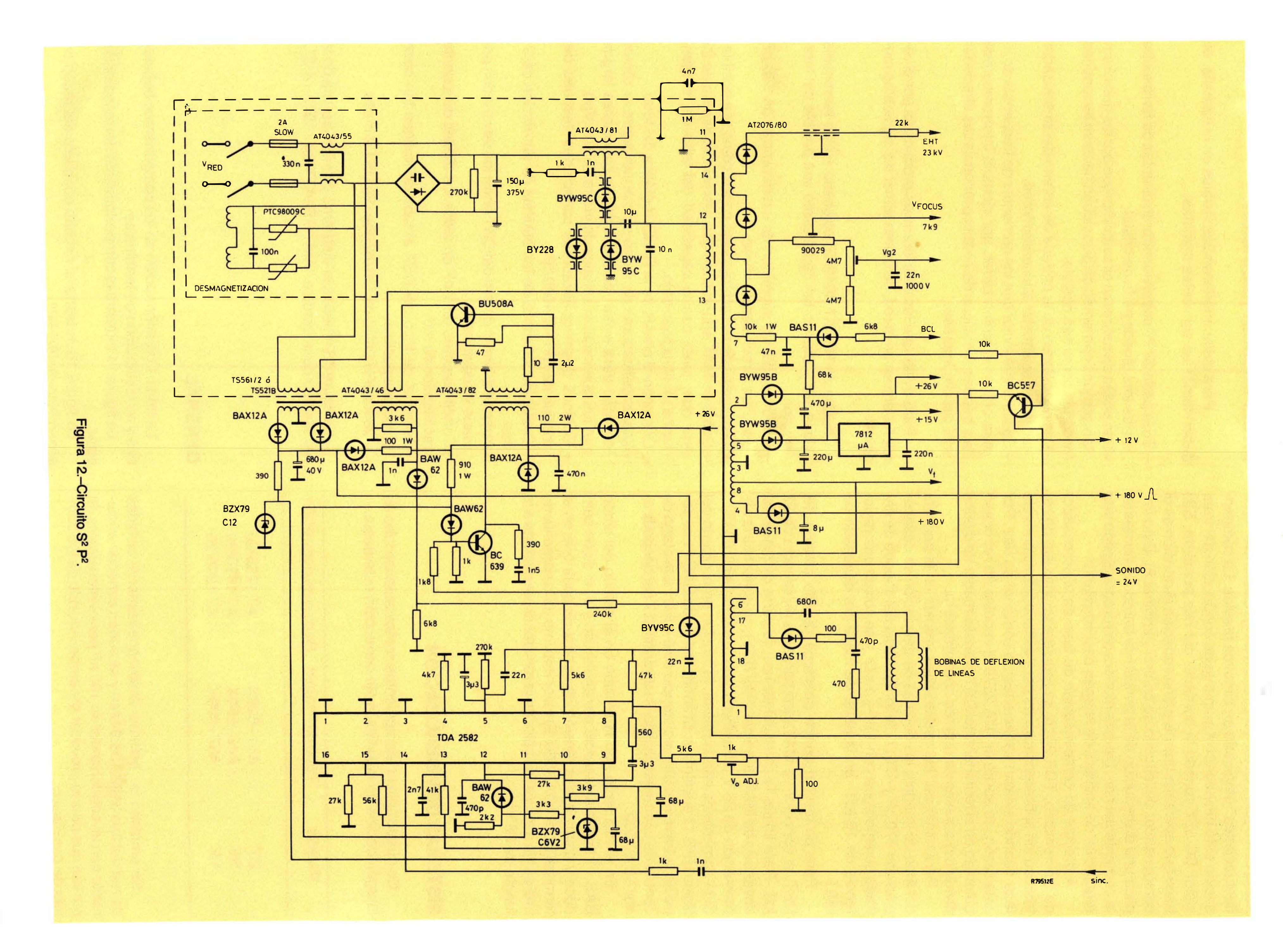



Figura 12.-Circuito S² P².



Miniwatt s.a.

actúa como una versión electrónica de la resistencia "antifluctuaciones" empleada en circuitos previos. La compensación está basada en el aumento de conducción del transistor BC 557 cuando la corriente del haz aumenta. Ello hace que aparezca una pequeña variación de tensión en el compensador del circuito de control (terminal 8). Esto implica una disminución de la tensión de barrido al aumentar la corriente del haz. De esta manera se ha conseguido una regulación de anchura de imagen casi constante.

A efectos de compensación de fase en el procesador de sincronismo, TDA 2578, se requiere un impulso de retroceso sin sobreoscilaciones para evitar fluctuaciones de fase cuando existan variaciones de corriente de haz. Por esta razón, se aplica al TDA 2578 el impulso de retroceso obtenido en el terminal 4 del DST (transformador de diodos divididos) a través de una red conformadora.

Para minimizar las oscilaciones visibles en la pantalla del tubo de imagen, las bobinas de desviación se desacoplan con 470 pF y 470 Ω, la toma media del choque de entrada se amortigua con 1 nF y 1 kΩ y se coloca una resistencia de 10 kΩ en la parte de masa del devanado de MAT.

Para protección contra descarga de alta tensión del DST, el conector de MAT incorpora una resistencia de 22 kΩ. Para limitar la corriente de haz, la parte de masa del devanado de MAT (terminal 7 del DST), se conecta a la alimentación de 26 V a través de una resistencia de 68 kΩ. Si la corriente de haz aumenta, la tensión en el cátodo del diodo BAS 11 disminuye. El ánodo del diodo BAS 11 se conecta, a través de una resistencia de 6,8 kΩ, a la etapa de control de contraste situada en el terminal 7 del decodificador TDA 3560.

En el momento que la tensión en el cátodo del diodo BAS 11 tiende a decrecer por debajo de 4 V, el diodo conduce y disminuye la tensión de control de contraste en el terminal 7 del TDA 3560. El valor máximo de la corriente de haz se fija a través del valor de la resistencia conectada a la fuente de 26 V.

## SISTEMAS DE VISUALIZACIÓN

Se puede aplicar las siguientes combinaciones tubo de imagen/bobina de desviación sin corrección este-oeste.

| Medida | Tubo de imagen | Bobina de desviación |
|---|---|---|
| 20" | A51 - 590X | AT 1236/20 |
| 16" | A42 - 590X | AT 1470/20 |
| 14" | A37 - 590X | AT 1206/20 |

Se emplean las bobinas desmagnetizadoras aisladas de red del tipo 3122.138.94440 y se deben conectar en paralelo con un condensador de 100 nF para evitar errores de pureza que podría provocar el campo inducido de las bobinas de desviación.

## INTERFERENCIA-RADIACIÓN

Para evitar interferencias visibles en la pantalla, se deben tomar las siguientes medidas:

- En la parte $S^2$ $P^2$ deben insertarse cuentas de ferroxcube en los tres diodos perla de cristal.
- Las pistas de cobre del circuito impreso por las que circulan grandes corrientes de pico deben hacerse tan anchas y cortas como sea posible.
- Las conexiones de la entrada de antena del sintonizador se deben apantallar adecuadamente.
- Se tiene que evitar que las corrientes de frecuencia de línea entren al sintonizador, por ejemplo interrumpiendo las bandas metálicas de aristas pronunciadas alrededor del circuito impreso.

Para evitar que las interferencias producidas por el receptor entren en la red, se deben tomar las siguientes medidas:

- Choque de RFI AT 4043/55 colocado en los terminales de la red y situado tan cerca como sea posible del interruptor.
- Condensador de supresión de interferencias de 330 nF entre los terminales de la red.
- Terminales de red al chasis tan cortos como sea posible.
- Cable de MAT apantallado con resistencia interna de 22 kΩ que, junto con la capacidad del tubo de imagen, forma un filtro paso bajo.
- Conexión al chasis de la banda metálica del tubo.
- Los amplificadores de vídeo se montan sobre el zócalo del tubo para evitar radiación de los conectores largos por los que circulan señales de vídeo de 100 Vpp.
- Bobinas desmagnetizadoras conectadas después del choque de RFI AT 4043/55.
- Excitación simétrica de las bobinas de desviación de línea.
- Apantallamiento dentro del DST entre los devanados primario y secundario.
- Condensadores de 1 nF en todos los diodos del puente rectificador de red.
- Terminal de foco del DST al tubo de imagen tan corto como sea posible.
- Puesta del núcleo de ferroxcube del DST a masa.

La figura 13 muestra el diagrama de interferencia de la red medido de acuerdo a "AMT SBLATT 68 - 1979 - 4-3".

## GENERAL

La tabla 1 dá información de los componentes bobinados y su distribución de terminales.

La figura 14 muestra el comportamiento del receptor de color.

La figura 15 muestra el circuito completo del receptor económico de 20"-90º.

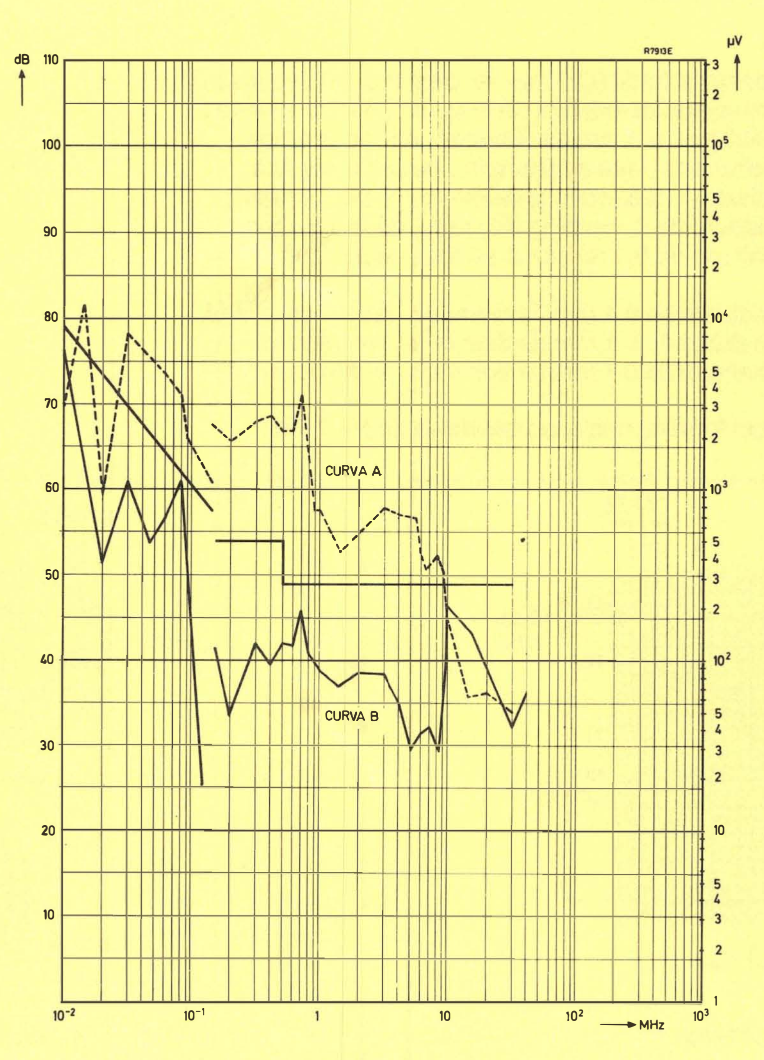



Figura 13.–Curva A: nivel de interferencia sin ninguna medida.
Curva B: resultado final.

| | Tension de red | $I_{M.A.T.}$ = 0 mA | $I_{M.A.T.}$ = 0,7 mA |
|---|---|---|---|
| Consumo de potencia | 220 V - 15 % | 43,1 W | 55,5 W |
| | 220 V | 47,3 W | 61,5 W |
| | 240 V + 10% | 52,8 W | 66,3 W |
| Consumo de corriente | 180 V | 16,5 mA | 29,4 mA |
| | 26 V | 325 mA | 320 mA |
| | 12 V | 259 mA | 258 mA |
| Corriente de desviación | Línea | 3 $A_{p-p}$ | 2,9 $A_{p-p}$ |
| | Campo | 0,84 $A_{p-p}$ | 0,82 $A_{p-p}$ |
| M.A.T. | | 23,1 kV | 21,5 kV |
| Variación del tamaño de la imágen | | | 1 % |

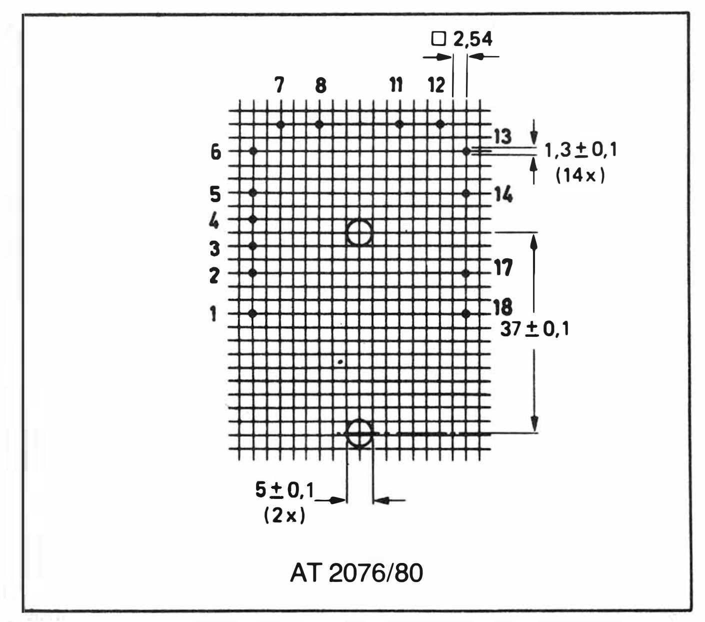
Figura 14.–Datos de comportamiento del receptor.

**TABLA 1.-**

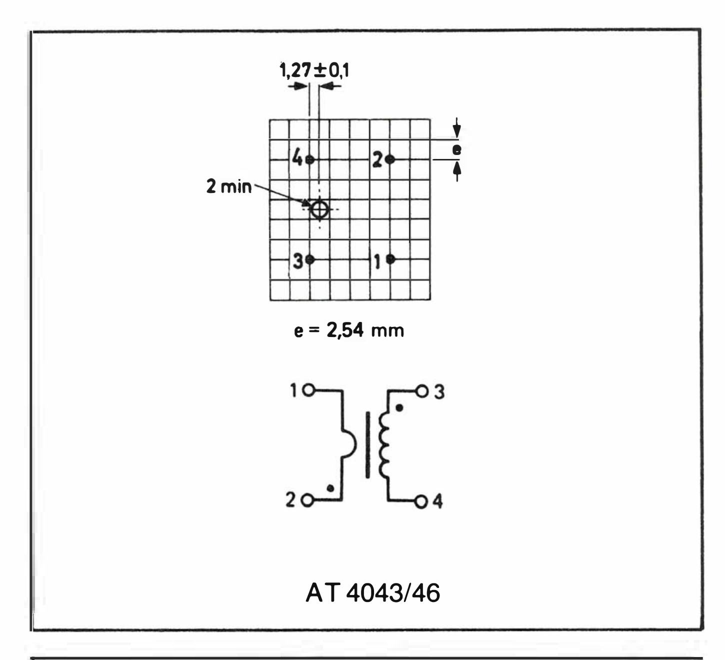
Datos de los componentes bobinados.

$L_1$ = AT 4043/81.
$L_2$ = 11 1/2 espiras de hilo esmaltado de 0,22 mm de diámetro, núcleo roscado.
$L_3$ = 5 3/4 espiras de hilo esmaltado de 0,3 mm de diametro. núcleo roscado.
$L_4$ = 5 espiras de hilo esmaltado de 0,3 mm de diámetro, núcleo roscado.
$L_5$ = 20 espiras de hilo esmaltado 0,1 mm de diámetro, núcleo campana.
$L_6$ = 6 espiras de hilo esmaltado de 0,22 mm de diámetro, núcleo campana.
$L_7$ = 24 espiras de hilo esmaltado de 0,1 mm de diámetro, núcleo campana.
$L_8$ = 24 espiras de hilo esmaltado de 0,1 mm de diámetro, núcleo campana.
$L_9$ = Choque de 10$\mu$H.
$L_{10}$ = 26 espiras de hilo esmaltado de 0,1 mm de diámetro, núcleo campana.
$L_{11}$ = 14 espiras de hilo esmaltado de 0,1 mm de diámetro, núcleo campana.
$L_{12}$ = 21 espiras de hilo esmaltado de 0,1 mm de diámetro. núcleo campana.

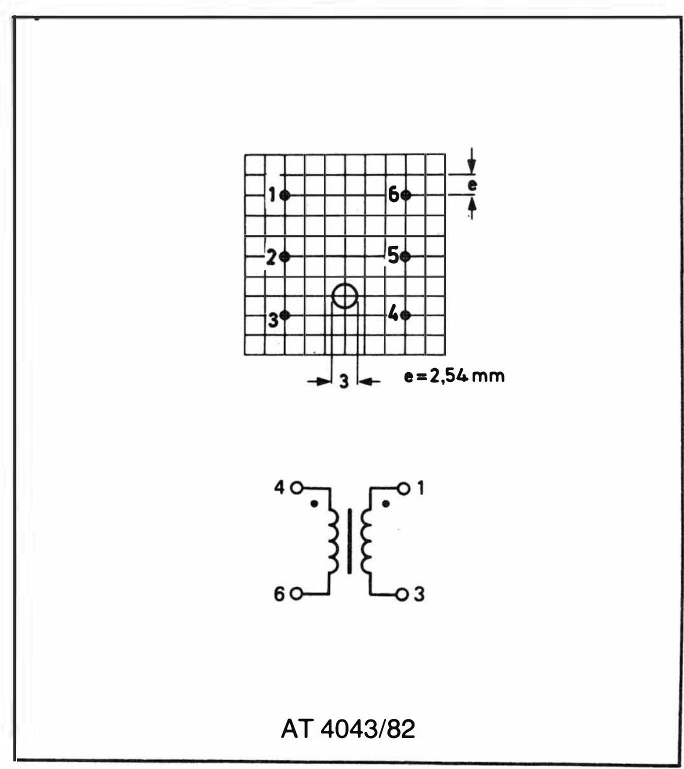
Todas estas bobinas emplean formas, núcleos y blindajes de 7 x 7 mm.



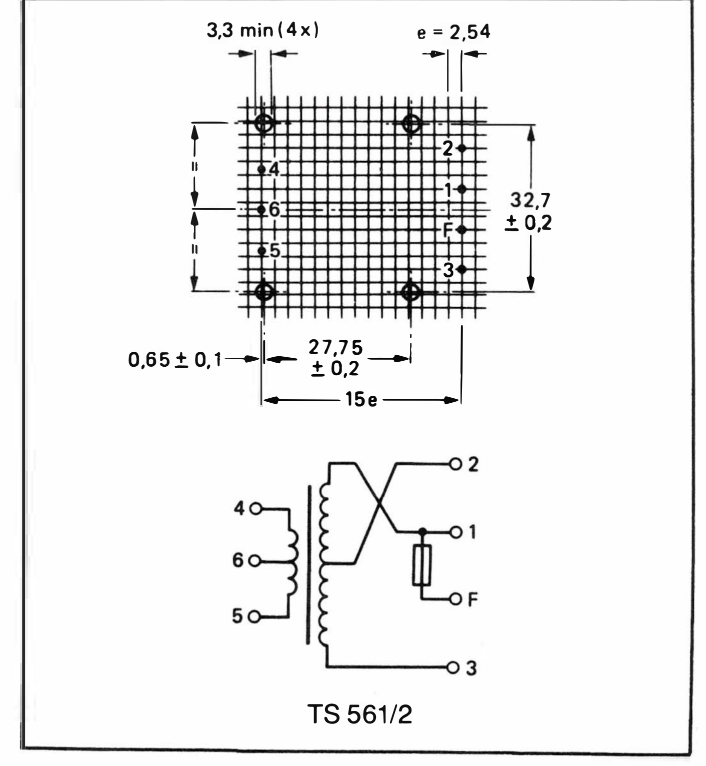
AT 2076/80



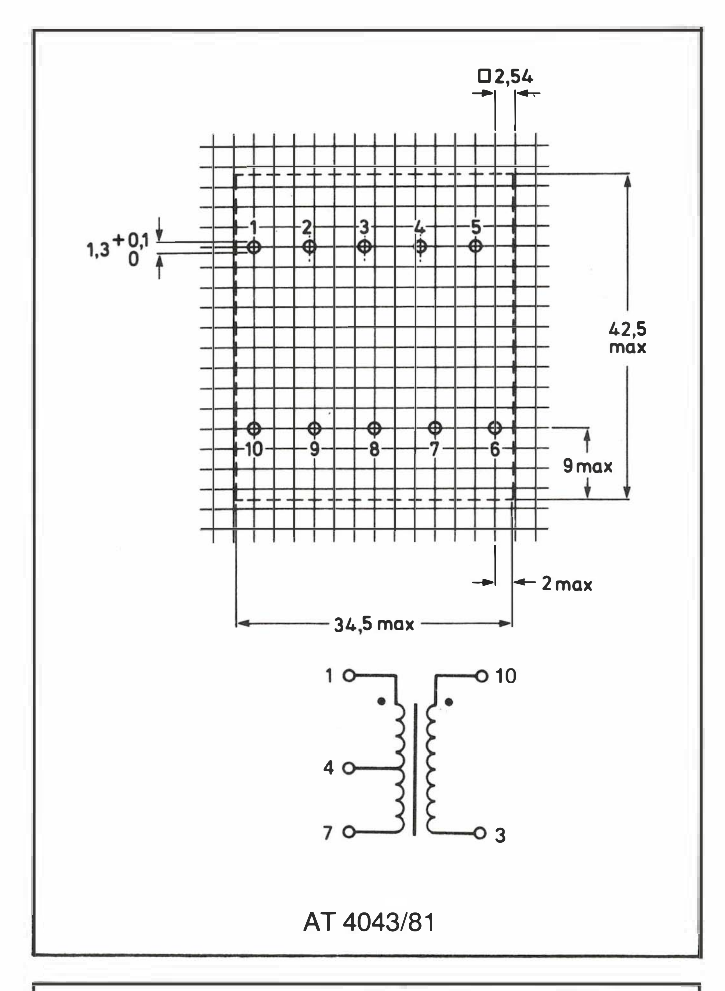
AT 4043/46



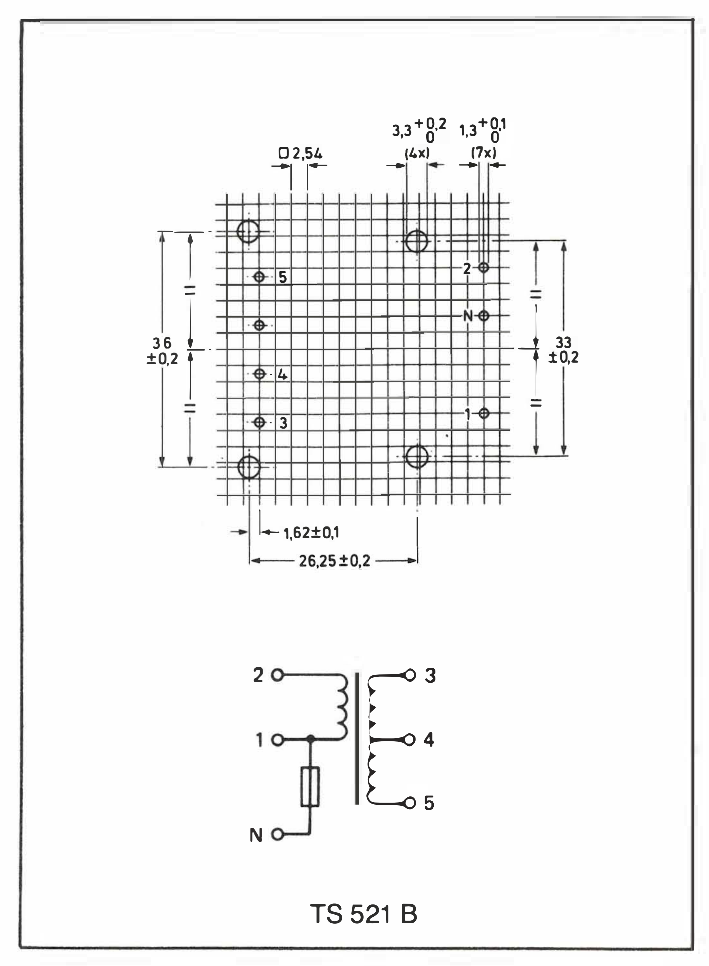
AT 4043/82



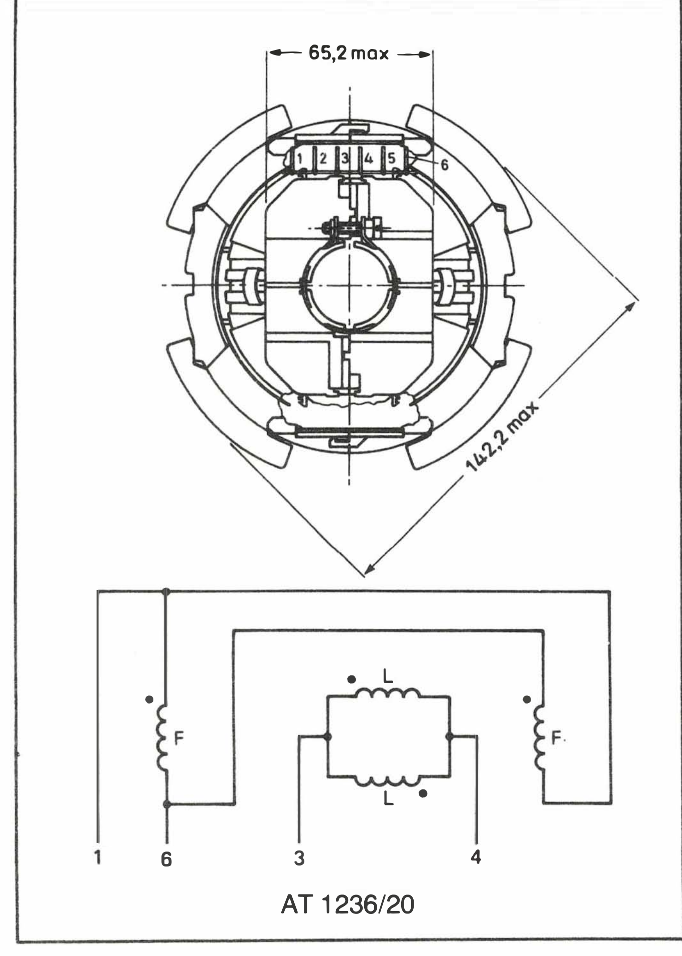
TS 561/2



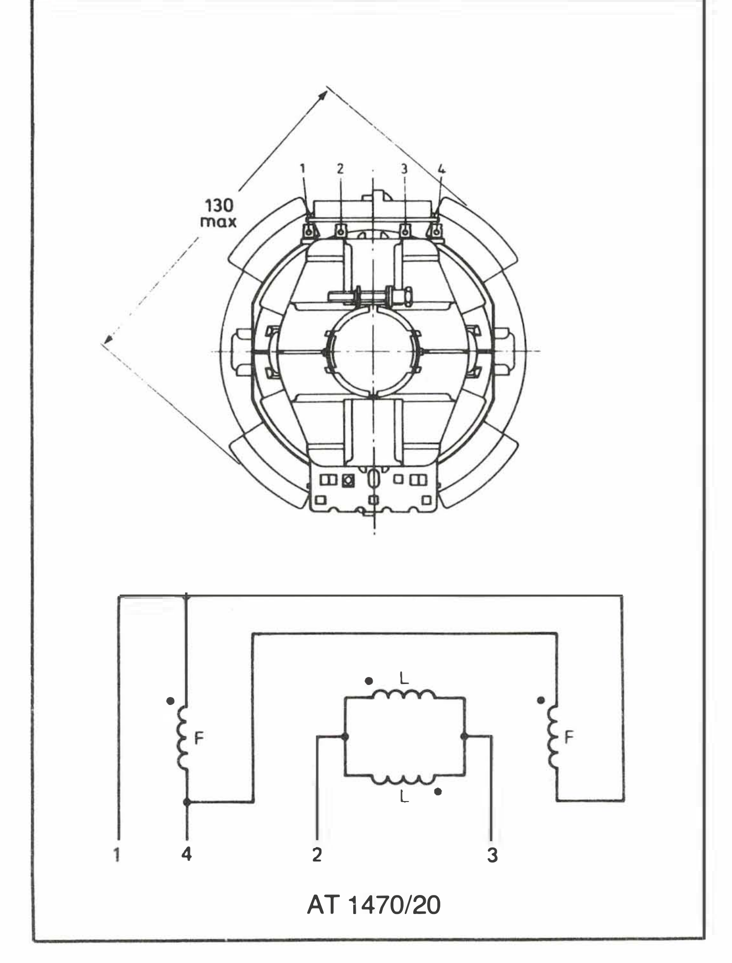

AT 4043/81




TS 521 B




AT 1236/20




AT 1470/20

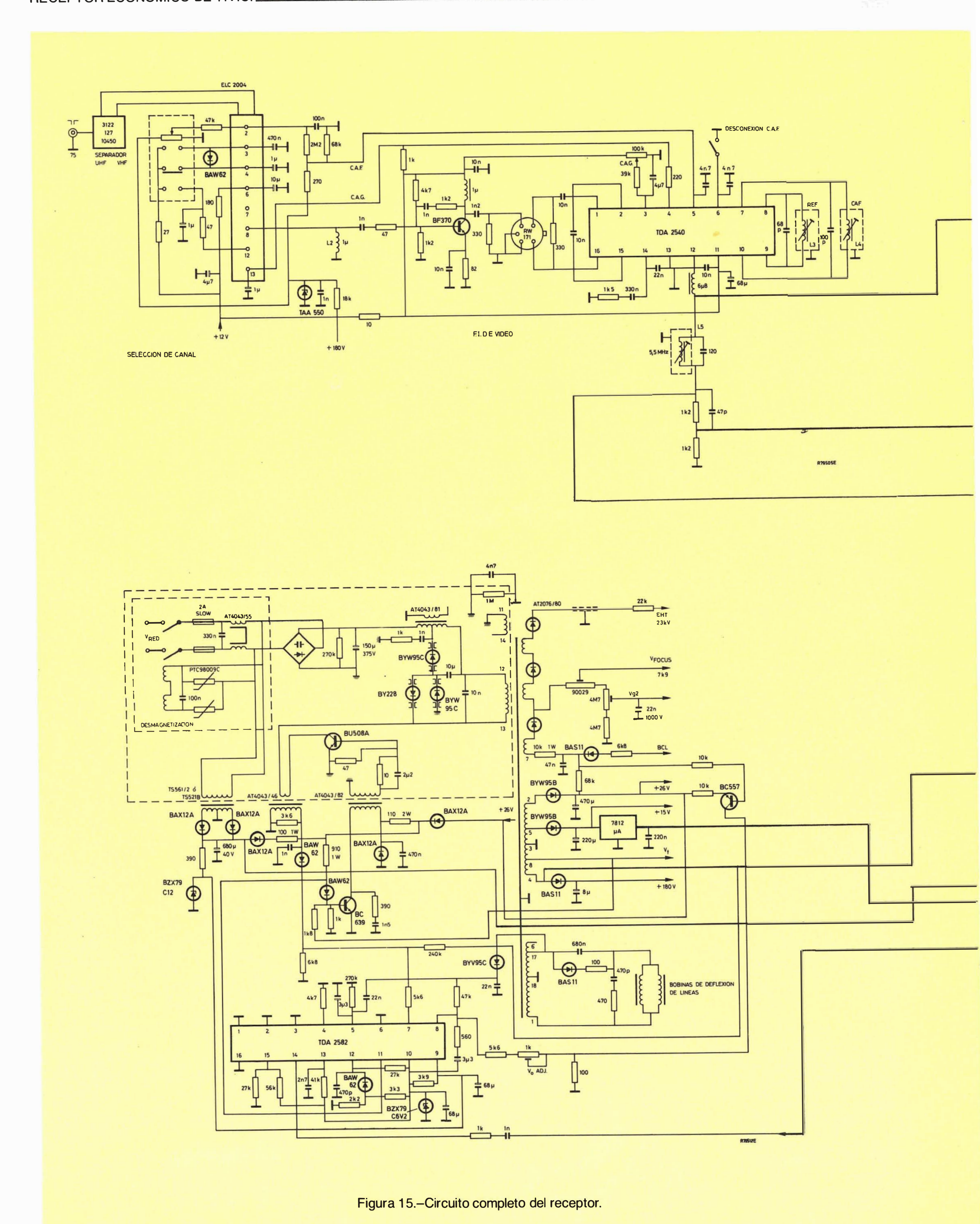
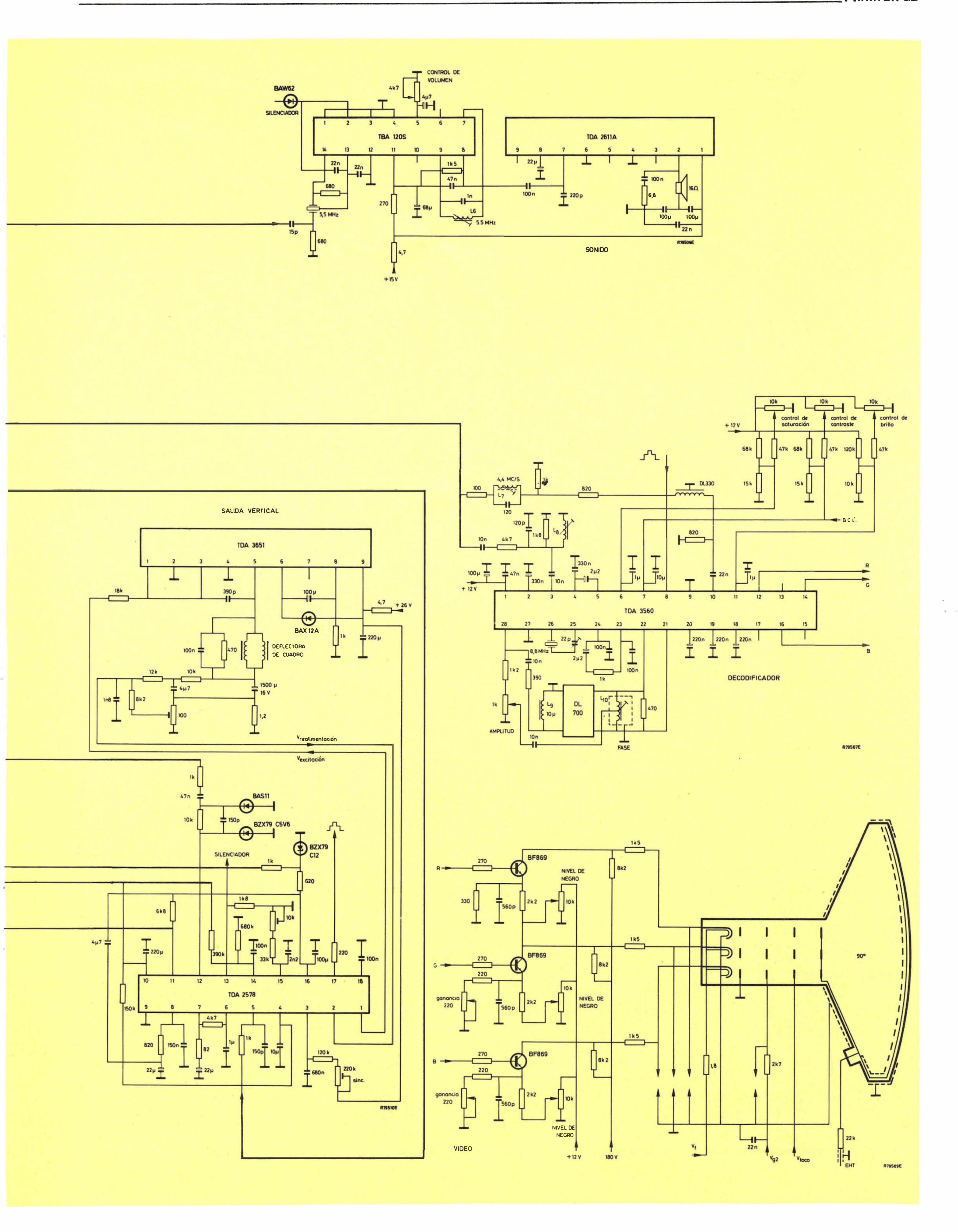



Figura 15.–Circuito completo del receptor.


BAW62
SILENCIADOR
CONTROL DE VOLUMEN
TBA 120S
TDA 2611A
5,5 MHz
5.5 MHz
SONIDO
+15 V
SALIDA VERTICAL
TDA 3651
DEFLECTORA DE CUADRO
BAX 12A
+26 V
$V_{realimentación}$
$V_{excitación}$
BAS11
BZX79 C5V6
BZX79 C12
SILENCIADOR
TDA 2578
sinc.
control de saturación
control de contraste
control de brillo
+12 V
4,4 MC/S
DL330
B.C.L.
TDA 3560
8,8 MHz
DL 700
AMPLITUD
FASE
DECODIFICADOR
BF869
NIVEL DE NEGRO
ganancia 220
VIDEO
180 V
EHT
90°

# RESISTORES DEPENDIENTES NEGATIVAMENTE DE LA TEMPERATURA

para toda clase de aplicaciones que requieren control y regulación de la temperatura

| TIPOS | $P_{max}$ (W) | MARGEN DE TEMPERATURA A POTENCIA CERO (°C) | VALOR $B_{25/85}$ ±5% (K) | $R_{25}$ (Ω) | REFERENCIA |
|---|---|---|---|---|---|
| DISCOS | 1 | -25 a +125 | 2675 a 5450 | 2,2 a 1300 | 2322 610 1.... |
| | | 25 a +100 | | 270 a 2200 | 2322 611 |
| | 0,5 | -25 a +125 | 2600 a 4700 | 3,3 a 330 k | 2322 642 1.... |
| | 1<br>1,5 | -25 a +125 | 3500 a 4300 | 150 a 4700 | 2322 643<br>2322 644 |
| | | -25 a +155 | 4650<br>3350 | 82<br>min. 15 | 2322 644 90004<br>2322 644 90005 |
| MOLDEADO | 0,25 | -10 a +125 | 3750 | $R_{+25}$ = 12000<br>$R_{+100}$ = 950 | 2322 640 90004 |
| | | -25 a +200 | 4300 | $R_{+100}$ = 16700<br>$R_{+200}$ = 1120 | 2322 640 90005 |
| | | -55 a +85 | 4000 | $R_{-30}$ = 50000<br>$R_{-10}$ = 15000 | 2322 640 90013 |
| | | -55 a +85 | 4000 | $R_{-10}$ = 15000<br>$R_{-25}$ = 2700 | 2322 640 90015 |
| PASTILLA CERAMICA | 0,25 | -25 a +125 | 3660 a 4150 | 2,7 k a 330 k | 2322 640 1.... |
| | 0,25 | -55 a +85 | 4000 | $R_{-30}$ = 50000<br>$R_{-10}$ = 15000<br>$R_{-10}$ = 15000<br>$R_{+25}$ = 2700 | 2322 640 90012<br>2322 640 90014 |
| | 0,5 | -25 a +100 | 2600 a 4700 | 3,3 a 330 k | 2322 642 2.... |
| VARILLAS | 0,6<br>1,5<br>2,3 | -25 a +155 | 3300 a 4300<br>3250 a 4150<br>3200 a 4200 | 4,7 k a 470 k<br>4,7 k a 150 k<br>4,7 k a 150 k | 2322 635<br>2322 636<br>2322 637 |
| PERLAS | | -25 a +200 | 2200 a 4400 | 680 a 680 k | 2322 634 0....<br>2322 634 1.... |
| encapsulado en vidrio | 0,1 | -25 a +200 | 2200 a 4400 | 680 a 680 k | 2322 627 1.... |
| | 0,1 | -25 a +200<br>-55 a +300 | 2200 a 4400<br>3800 a 4200 | 680 a 680 k<br>100 k a 1 M | 2322 627 2....<br>2322 627 3.... |
| | 0,06 | -25 a +200 | 2200 a 4400 | 680 a 680 k | 2322 634 2.... |

# Desviación vertical para 30 AX con el C.I. TDA3650

**Se ha desarrollado un circuito totalmente integrado para desviación vertical, adecuado para sistemas de altas prestaciones como el 30 AX, para corrientes de hasta 4 A pp máximo. El circuito se puede montar muy fácilmente en un disipador de calor gracias a su encapsulado de potencia de 13 patillas en línea. La disipación del integrado puede ser bastante pequeña, ya que la tensión de alimentación solo necesita cubrir la parte de barrido. La mayor tensión, necesaria para el retroceso, se obtiene por medio de un generador integrado de retroceso activo.**

**De esta forma, el consumo total de potencia se disminuye considerablemente. El C.I. tiene incluidas prestaciones tales como circuito de guarda, protección térmica y SOAR que van siendo cada vez más usuales en los sistemas de desviación de altas prestaciones. La desviación vertical completa se puede realizar con este circuito integrado y un mínimo de componentes externos.**

## INTRODUCCIÓN

Se ha desarrollado un circuito de desviación vertical completamente integrado con una corriente máxima de salida de 4 A pico a pico. El concepto total está optimizado para sistemas de desviación tales como el 30 AX. El empleo de un generador de retrocesos activo, también integrado, permite el uso de una tensión de alimentación bastante baja, fijada básicamente por la tensión de barrido. De esta forma, la potencia total consumida y también la disipación interna del C.I. se reducen considerablemente. El C.I. incorpora las funciones para protección contra cortocircuito de la etapa de salida de potencia, protección SOAR y proteccion térmica (que arranca a 170° C)

## FUNCIONES DEL CIRCUITO INTEGRADO TDA 3650

Las funciones del TDA 3650 se pueden dividir en bloques tal como se puede ver en la figura 1. A continuación se da una breve explicación de dichas funciones.

Las etapas de pequeña señal se alimentan de una tensión estabilizada, mientras que la etapa de salida, la etapa de salida del impulso de borrado, generador de retroceso y comparador se alimentan directamente de la tensión de alimentación.

Se usa un oscilador así como un generador de rampa para evitar interacciones entre los ajustes de linealidad y amplitud con el de frecuencia.

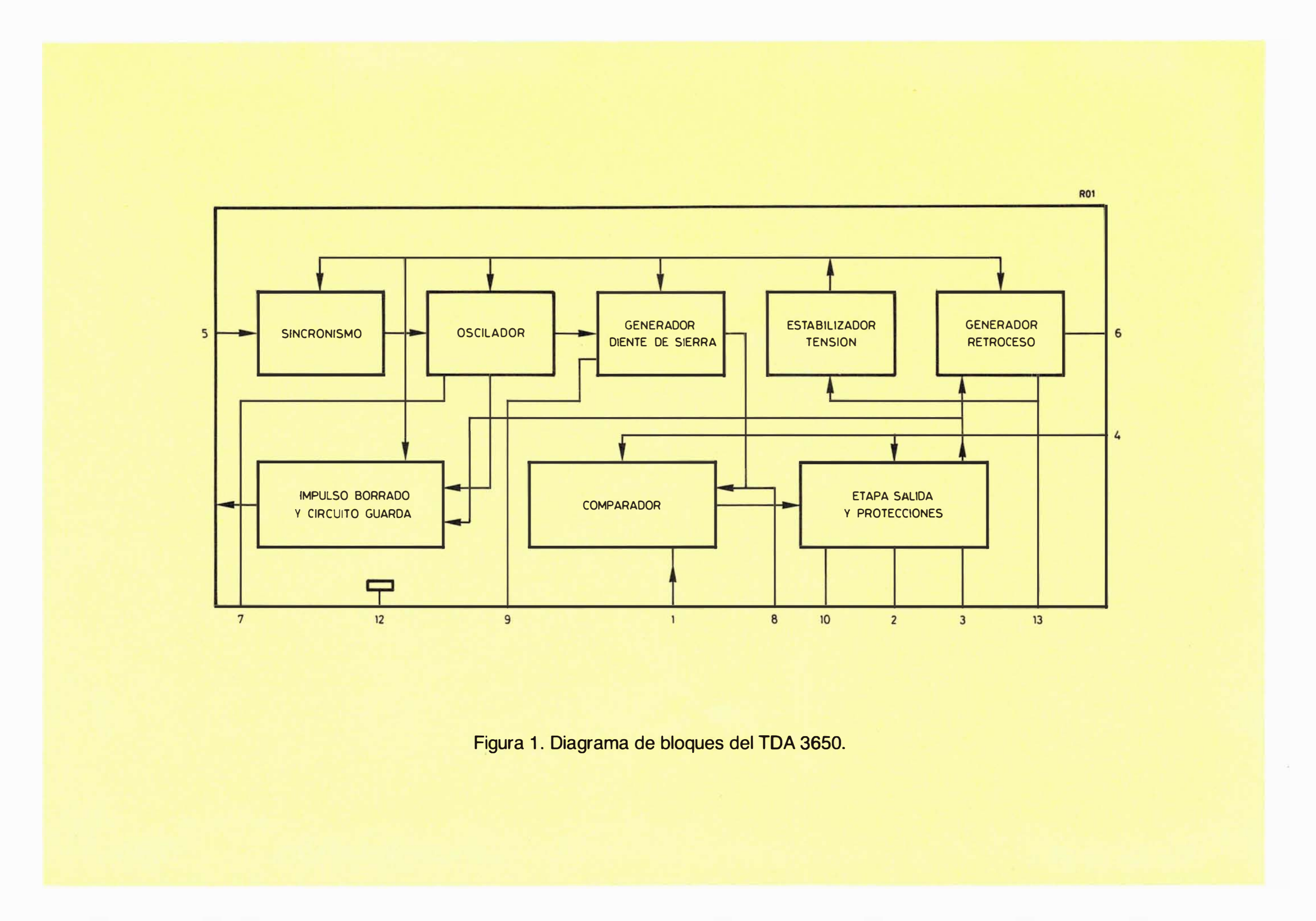



Figura 1. Diagrama de bloques del TDA 3650.

## Oscilador y sincronización

El oscilador es de tipo RC, que se carga y descarga entre dos niveles que vienen definidos por un divisor de tensión interno.

La descarga (período de barrido) se lleva a cabo a través de resistencias externas con las cuales se puede realizar el ajuste de frecuencia.

La carga del condensador del oscilador (periodo de retroceso) se hace por medio de una resistencia interna alimentada a partir de una tensión estabilizada.

Un impulso de salida del oscilador se lleva internamente al generador de rampa, generador de retroceso y circuito de guarda.

La sincronización se realiza mediante un impulso positivo $\geq 1$ V en la patilla 5. De esta forma aumenta el nivel bajo de tensión del divisor.

El margen de enganche del oscilador del 18% está definido por este divisor interno de tensión. El posicionado de las resistencias de este divisor evita los efectos de las dispersiones de estas resistencias sobre el margen de mantenimiento de frecuencia.

## Generador de rampa y circuito de linealidad

En la patilla 9 se genera un diente de sierra positivo durante el periodo de barrido. La amplitud de esta señal se puede ajustar con la resistencia externa, que determina la corriente de carga del condensador del generador de rampa (periodo de barrido).

Desde la patilla 8 (a traves de 500 $\Omega$ ) se realimenta una corriente parabólica ajustable (control de linealidad) al punto medio de los condensadores del diente de sierra.

Los componentes externos de esta red de la patilla 8 en combinación con la red de realimentación en continua de la patilla 1 se encargan de la corrección en S necesaria. Se puede ajustar la simetría de la forma en S, y por lo tanto la linealidad de la imagen con el control de linealidad. La salida del generador de rampa se lleva internamente al comparador mediante un cambiador de nivel.

## Comparador

Un amplificador diferencial compara la señal en rampa del generador de la misma con la señal realimentada obtenida de la etapa de salida a través de la patilla 1. Esta señal de realimentación contiene tres informaciones. La parte de c.a. se mide sobre una resistencia en serie con la bobina. La parte de c.c., obtenida del condensador de acoplo en serie con el yugo de desviación, también contiene una pequeña onda en forma de parábola necesaria para la corrección en S.

La disposición de la red de realimentación en combinación con las características del comparador se encargan de una correcta fijación del punto medio y de una señal de salida estable en todas las condiciones.

## Etapa de salida y protección

Esta etapa está formada por una salida en clase B cuasi-complementaria. Ambos dispositivos, el superior y el inferior, están en configuración Darlington y cada uno puede entregar hasta 2 A máximo. Se han tomado medidas especiales para evitar que se dañe la etapa de salida por altas tensiones, corrientes o temperaturas.

El transistor de salida contiene una limitación de corriente y una protección SOAR. Para proteger el C.I. contra una disipación de potencia demasiado alta, una protección arranca a 170º reduciendo la corriente de desviación, y funciona al máximo a 175ºC. Un estrecho acoplo térmico en la distribución del circuito del C.I. provoca una inmediata reacción, si la temperatura de la etapa de salida llega a ser demasiado alta. La disipación por corte se limita mediante una rápida desconexión del transistor inferior de la etapa de potencia.

Se obtiene una protección adicional de los transistores de salida por medio de unas pequeñas resistencias integradas en serie con los emisores.

## Generador de retroceso

Durante el tiempo de barrido se carga un condensador de 100 $\mu$F a la máxima tensión de $V_S$ (tensión de alimentación). Al comienzo del periodo de retroceso, esta tensión en extremos del condensador se conecta en serie con la tensión de alimentación para la etapa de salida.

Esto implica que durante el barrido, la tensión de alimentación se puede reducir a la tensión de barrido necesaria, más la tensión de saturación de los transistores de salida. Como consecuencia, la disipación total de potencia y también la disipación del C.I. no es mayor que la estrictamente necesaria.

Dependiendo del valor de la resistencia externa del generador de retroceso, el condensador externo de 100 $\mu$F se puede cargar a un valor de $V_S$ - $V_R$, de manera que durante el retroceso la tensión disponible para las etapas de salida será de $V_{++} = 2V_S - V_R$. Para aplicación con el 30 AX , el valor de R es tal que $V_{++}$ es de 42 V, que es muy inferior al máximo que puede soportar el C.I.

## Generador de borrado y circuito guarda

El generador de borrado consiste en un detector de nivel y una etapa de salida. La onda en forma de diente de sierra del oscilador está conectada internamente al detector de nivel del generador de borrado.

La tensión de referencia del generador de borrado se toma también del oscilador. La duración del impulso de borrado (1,4 ms nominal) está definida por la tensión de referencia, la pendiente del diente de sierra en la patilla 7 del oscilador y la resistencia de 150 $\Omega$ en serie con el condensador del oscilador de la patilla 7.

La etapa de salida del impulso de borrado se alimenta a partir de la tensión de alimentación principal (26 V). De esta forma las variaciones en la carga del impulso de borrado de la patilla 11 no influyen en la tensión estabilizada de las etapas de pequeña señal.

El circuito guarda consiste en un biestable que se pone a uno mediante un impulso positivo a partir del oscilador y se pone a cero con el retroceso de la tensión de salida de la patilla 3. Así que si no hay tensión de salida (corriente), el biestable permanece en modo uno y se dispone de una tensión continua en la salida de borrado (patilla 11). De esta forma el tubo de imagen se puede borrar de forma continua y no ocurrirá ningún daño si por alguna razón está ausente la corriente de desviación.

## Estabilizador de tensión

El estabilizador de tensión interno proporciona una tensión estable de 7,5 V para las etapas de pequeña señal, es decir el oscilador, el generador de rampa, circuito guarda y excitador del generador de borrado.

La mínima tensión necesaria para garantizar un buen funcionamiento del estabilizador es de 10 V.

## DISEÑO COMPLETO PARA UNA APLICACIÓN DE 30 AX

En la figura 2 se muestra un circuito completo para un sistema de desviación vertical con el TDA 3650 con conexión a las otras partes de un receptor completo de TV 30 AX .

En un sistema 30 AX, la carga vertical consta de una conexión serie de la bobina de desviación, condensador de acoplo y resistencia de realimentación. El desplazamiento de la desviación vertical, necesaria debido a la forma de onda exponencial de la corriente de retroceso, se realiza por medio de una resistencia de 580 $\Omega$ en paralelo con el condensador de acoplo.

La información para excitar el circuito Este-Oeste se puede obtener de la tensión en extremos de la resistencia de realimentación.

Una conexión serie de 100 nF y 10 $\Omega$ se coloca en extremos de la salida del C.I. para evitar inestabilidades y para disminuir el rizado de líneas debido a modulación cruzada en la bobina de desviación.

Para evitar el rizado de líneas y otras fluctuaciones que molesten al impulso de sincronismo, se conecta un filtro a la entrada de sincronización (patilla 5). Se ha conseguido una estabilidad mejorada con un condensador de desacoplo de 4,7 nF en la patilla 8.

Se debe usar un radiador adecuado con una $R_{th}$ de 10 K/W para disipar adecuadamente la potencia del circuito integrado. Con una $T_{th\ j\text{-}mb}$ de 4 K/W, y 0,5 K/W de la pasta para el disipador, la resistencia térmica total de la unión al medio ambiente es de 14,5 K/W.

Para una disipación nominal de 4,3 W en el C.I. y una temperatura ambiente de 70ºC, la máxima temperatura de la unión llega a 132,5º C. En condiciones del peor de los casos (5W en el C.I.) la $T_j$ llega hasta 142,5ºC. Así que, incluso en estas condiciones, el circuito térmico de protección no se activa, y la máxima temperatura de trabajo de la unión no se sobrepasa.

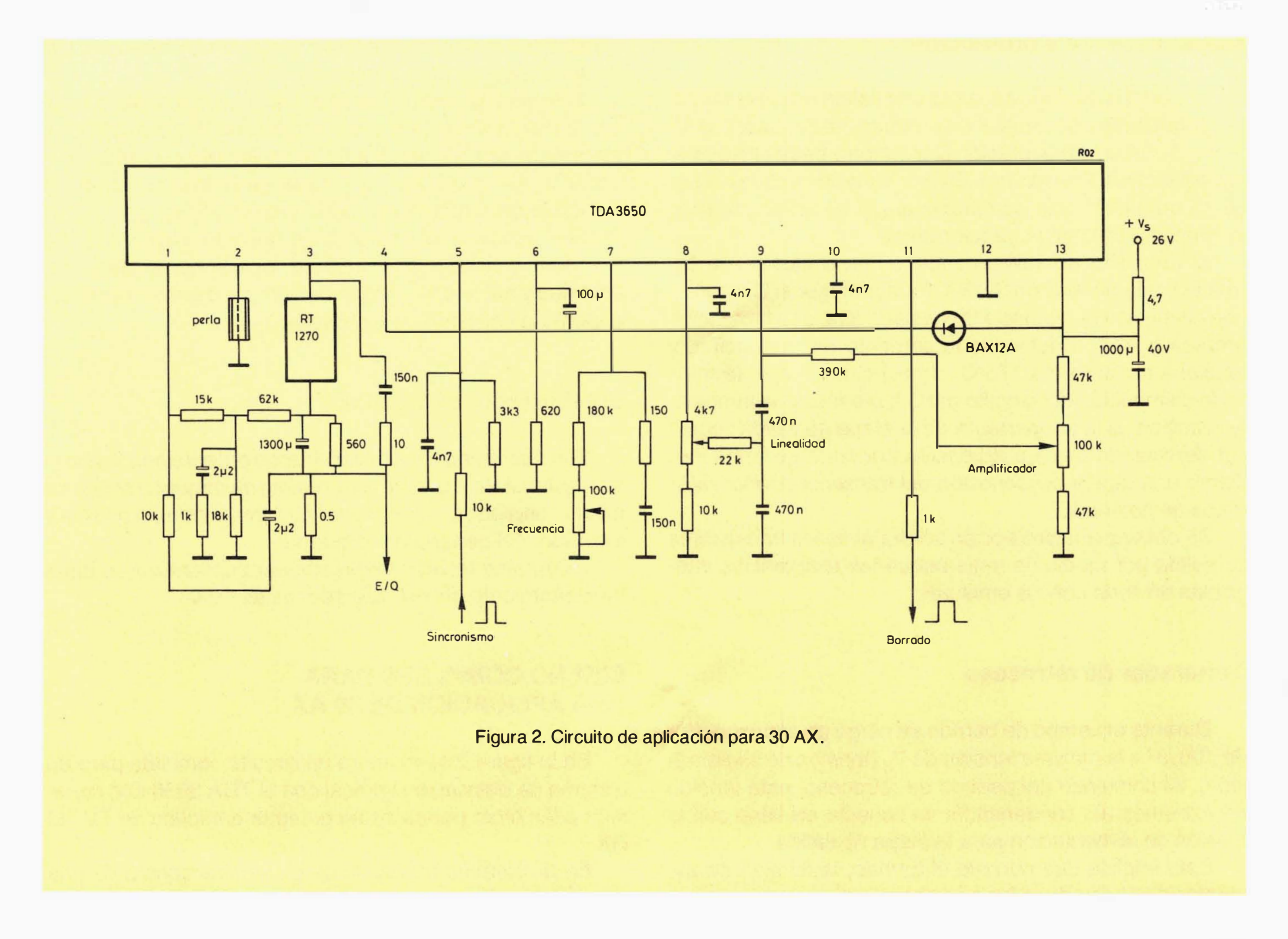



Figura 2. Circuito de aplicación para 30 AX.

## CARACTERÍSTICAS

Se han hecho las siguientes medidas con un circuito de desviación tipico para 30 AX (figura 2).

*Bobina de desviación AT 1270*

| | |
|---|---|
| R (25° C) | 6,3 Ω |
| L (25°) | 9,8 mH |
| Resitencia total de carga a 75° C | 8,06 Ω |
| Corriente de desviación pico a pico incluyendo 6% de sobre exploración | 2,1 A |
| Tiempo de retroceso | 0,9 ms |
| Tensión de alimentación | 26 V |
| Corriente de alimentación | 333 mA |
| Disipación total de potencia | 8,7 W |

| | | |
|---|---|---|
| $P_{resistencia\ serie}$ | 0,65 W | |
| $P_{diodo}$ | 0,2 W | |
| $P_{bobina\ desviación}$ | 2,6 W | |
| $P_{realimentación\ +\ desplazamiento}$ | 0,65 W | |
| $P_{periferia}$ | 0,3 W | |
| | | 4,4 W |

| | |
|---|---|
| Potencia nominal del C.I. | 4,3 W |
| Duración del impulso de borrado | 1,4 ms |
| No linealidad | ≦3% |
| Temperatura del radiador | $T_{amb}$ + 43° C |

En las figuras 4 a 15 se muestran los oscilogramas de las tensiones y corrientes en varios puntos del C.I. y en sitios importantes del circuito externo.

## NOTA

En la figura 3 se muestra una distribución de componentes de la placa de circuito impreso. Con dicha distribución se han realizado pruebas sin ningun problema debido a inestabilidad, interferencias ú oscilaciones.

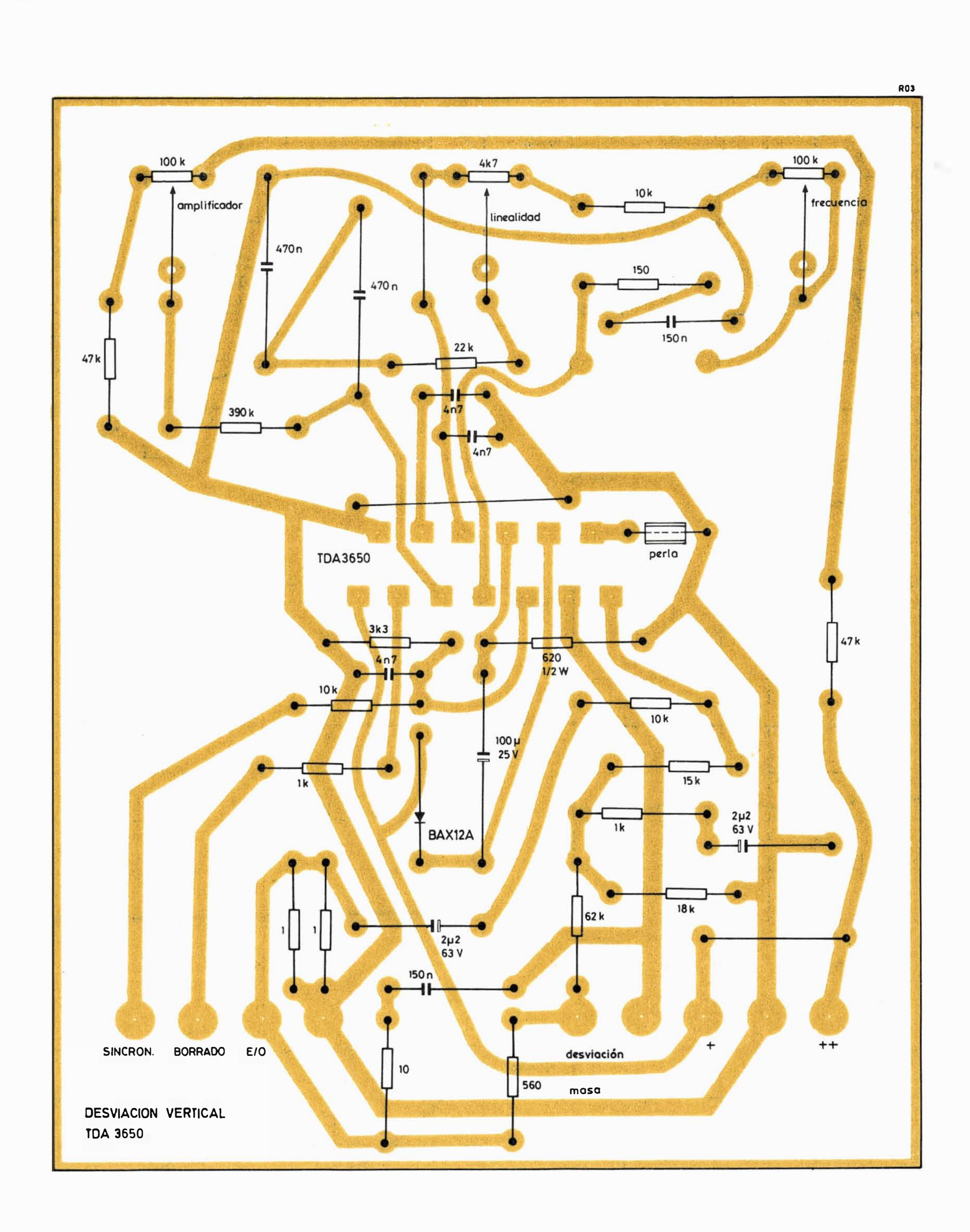



Figura 3. Placa de circuito impreso.

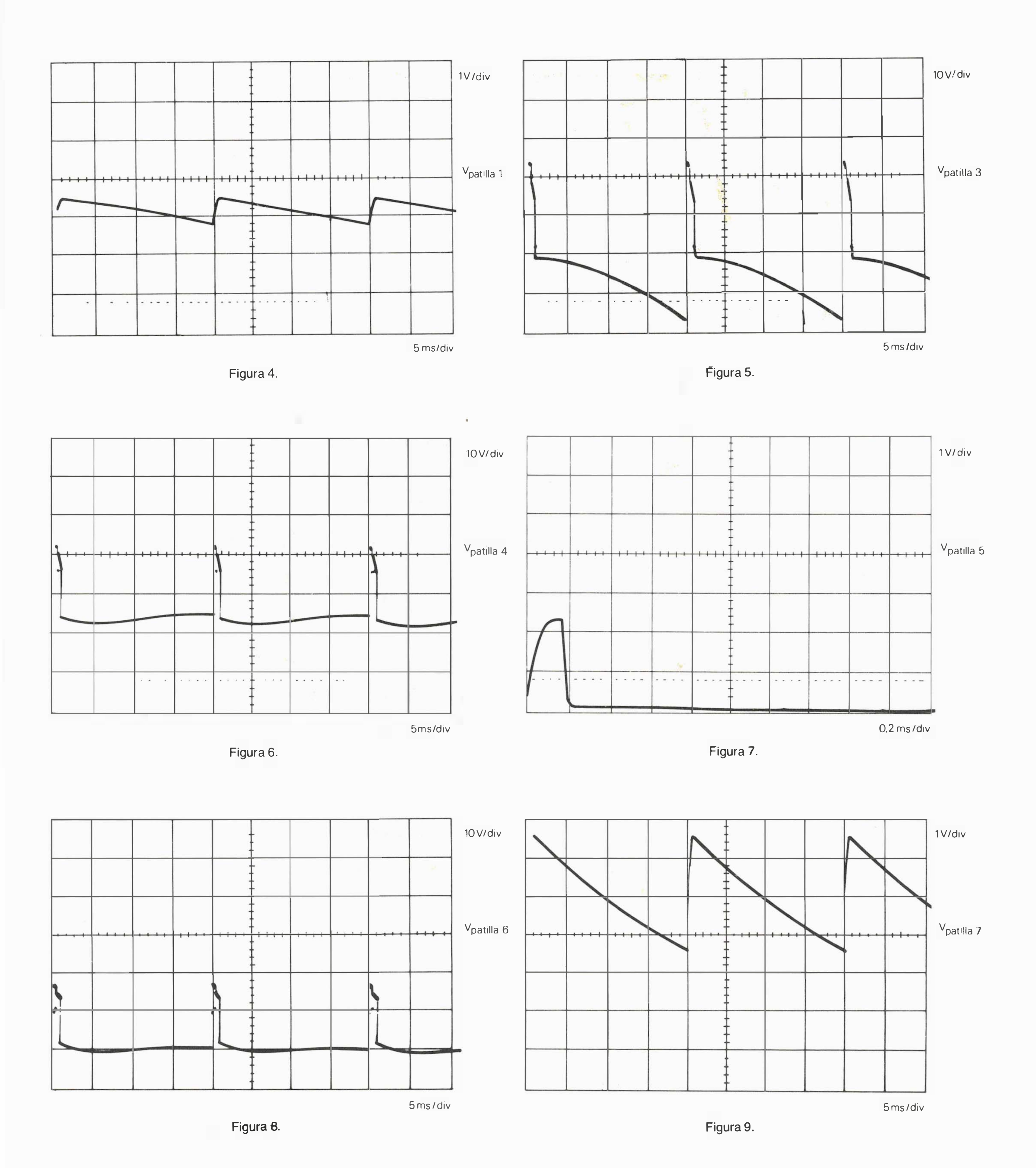



Figura 4.

Figura 5.

Figura 6.

Figura 7.

Figura 8.

Figura 9.

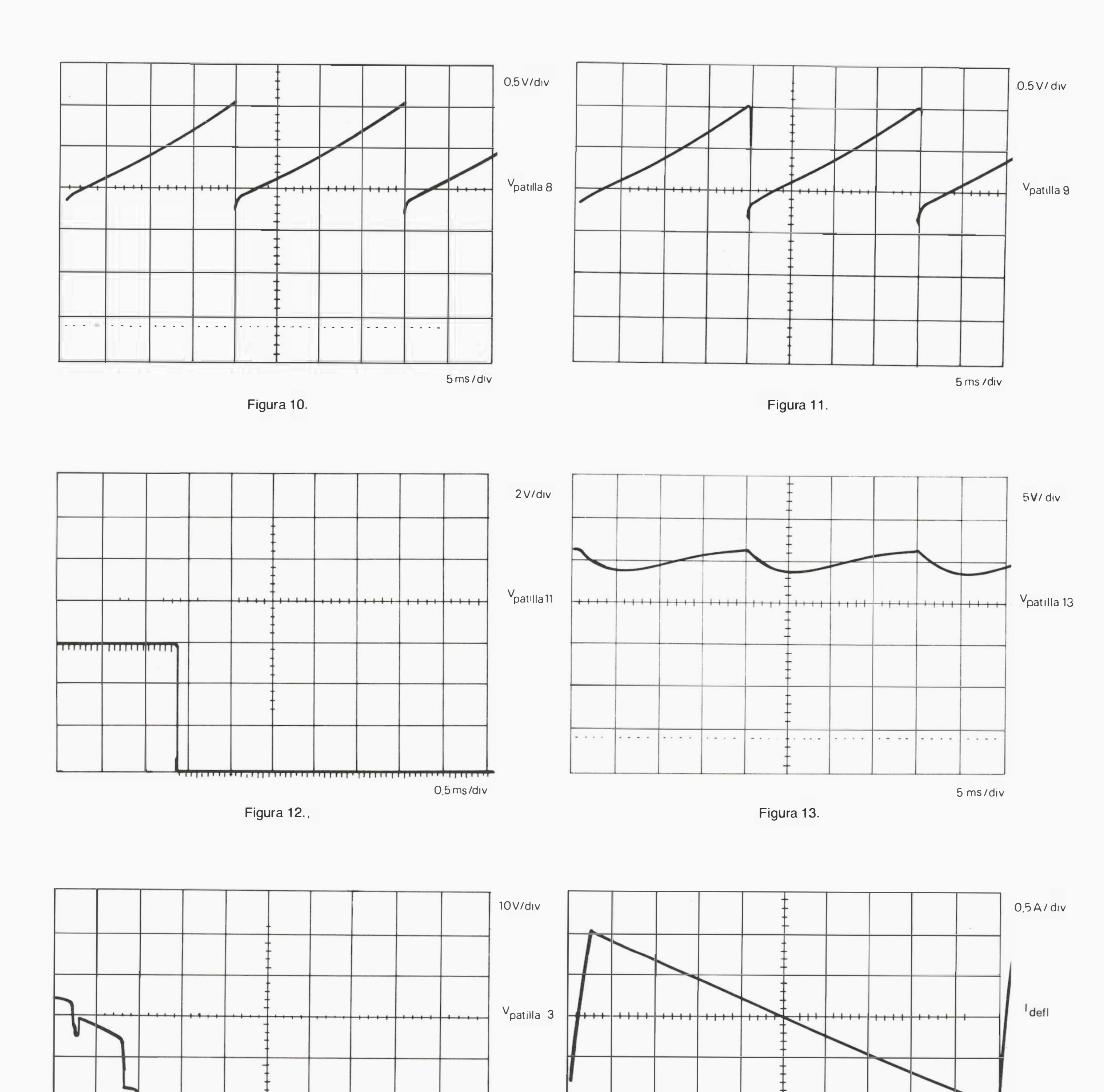



Figura 10.

Figura 11.

Figura 12.

Figura 13.

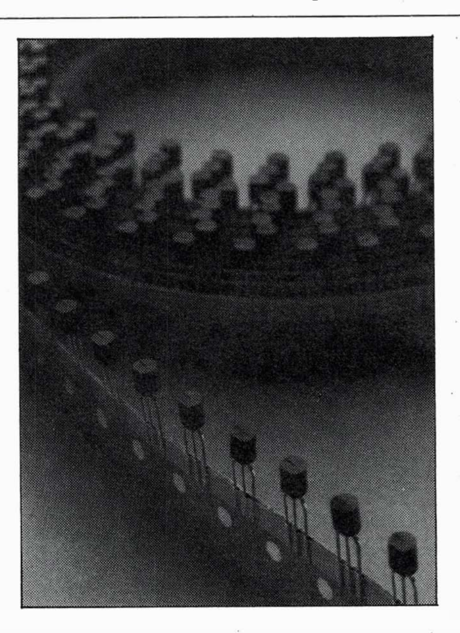
Figura 14.

Figura 15.

# TRANSISTORES

# TO-92

## (SOT 54)



## EMBANDADOS

- Etapas Excitadoras - Radio Portátil
- Excitadoras - Televisión Color y B/N.
- Amplificadores de Audio - Aplicaciones Generales
- Salida de Vídeo
- Radio Convencional

| Tipo | Polaridad | $V_{CEO}$ V | $I_C$ mA | $P_{tot}$ a $T_{AMB}$ W °C | $h_{FE}$ a $I_C$ $F_T$ mín.-máx. mA | $f_T$ Típico MHz |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **BC 327/328** | P | 45/25 | 0,5 | 0,8-25 | 100/600-100 | 100 |
| **BC 337/338** | N | 45/25 | 0,5 | 0,8-25 | 100/600-100 | 200 |
| **BC 368** | N | 20 | 1 | 1-25 | 85/375-500 | 60 |
| **BC 369** | P | 20 | 1 | 1-25 | 85/375-500 | 60 |
| **BC 635** | N | 45 | 1 | 1-25 | 40/250-150 | 130 |
| **BC 637** | N | 60 | 1 | 1-25 | 40/160-150 | 130 |
| **BC 639** | N | 80 | 1 | 1-25 | 40/160-150 | 130 |
| **BC 547/548** | N | 45/30 | 0,1 | 0,5/0,5-25 | 110/800-2 | 300/300 |
| **BC 557/558** | P | 45/30 | 0,1 | 0,5/0,5-25 | 75/475-2 | 150/150 |
| **BC 636** | P | 45 | 1 | 1-25 | 40/250-150 | 50 |
| **BC 638** | P | 60 | 1 | 1-25 | 40/160-150 | 50 |
| **BC 640** | P | 80 | 1 | 1-25 | 40/160-150 | 50 |
| **BF 198** | N | 30 | 25 | 0,5-27 | 27 - 4 | 400 |
| **BF 199** | N | 25 | 25 | 0,5-37 | 37 - 7 | 550 |
| **BF 324** | P | 30 | 25 | 0,25-25 | 25 - 4 | 450 |
| **BF 422** | N | 250 | 50 | 0,83-25 | 50 - 25 | 60 |
| **BF 423** | P | 250 | 50 | 0,83-25 | 50 - 25 | 60 |
| **BF 494/495** | N | 20/20 | 30/30 | 0,3/0,3-75/75 | tipo 115-67 - 1/1 | 260/200 |

**INSERCION AUTOMATICA** **Solicite información**





Miniwatt s.a.

**división comercial** **barcelona** - 7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e **madrid** - 4 sagasta, 18 telf. 446 40 00

# Metodos automáticos de montaje de componentes

**En los próximos años, la industria de componentes electrónicos y los fabricantes de equipos tendrán que hacer frente al fuerte aumento de los métodos de montaje automático. Esto producirá unos cambios inesperados en ambos grupos. Los fabricantes de equipos tendrán que adoptar métodos de trabajo totalmente nuevos, y los fabricantes de componentes tendrán que suministrar componentes adecuados para estos métodos. Esto no afecta únicamente a los componentes, sino también a la forma en que se embalan.**

**En este artículo se dá una descripción resumida de los desarrollos que se están efectuando en las técnicas de montaje automático de componentes electrónicos.**

## CIRCUITOS IMPRESOS Y MONTAJE MANUAL

Desde que en los años cincuenta se introdujeron las placas de circuito impreso, pocas cosas han cambiado en los métodos de montaje de componentes en las placas. Hasta ahora, normalmente se montaban los componentes a mano. El componente se tomaba de la caja, se doblaban sus terminales manualmente, si era preciso, y a continuación se introducían en la placa de circuito impreso. Los componentes normalmente se suministraban sueltos en cajas.

El primer paso hacia la mecanización fue el proceso previo al que se sometía a los componentes embandados. Este proceso consistía en doblar mecánicamente los terminales en la forma adecuada y cortarlos a medida. Los componentes se montaban manualmente sobre la placa de circuito impreso.

## INSERCIÓN AUTOMÁTICA

Alrededor de 1960 se inició en U.S.A., de forma limitada, la inserción automática de componentes con terminales radiales, resistencias, diodos y algunos tipos de condensadores. Estos componentes son fácilmente manejables con máquinas que van provistas de grapas.

Aclaración: terminales axiales son aquellos que están sobre el eje extendido del componente, como es el caso de la mayoría de las resistencias. El término radial data de cuando algunas resistencias y condensadores eran colocados con los terminales de ambos lados paralelos.

Fue en 1970 cuando se introdujeron máquinas que podían funcionar con mayor rapidez y que controladas por microprocesador, eran capaces de colocar los componentes adecuadamente.

La inserción automática de componentes con terminales radiales y de los que tienen una polaridad determinada, realmente se inició hace pocos años. Uno de los problemas que se presentan es que deben orientarse correctamente y a menudo tienen más de dos terminales. Este es el caso de los transistores que tienen tres terminales que no pueden intercambiarse.

Los componentes con terminales radiales tienen la ventaja de que requieren menos superficie de placa que los componentes con terminales axiales y por tanto ofrecen una mayor densidad de componentes. Cuando los componentes se montaban manualmente, los terminales normalmente se doblaban para que tuvieran una forma casi-radial. Esto permitía montarlos verticalmente aumentando la densidad de componentes (Figura 1).

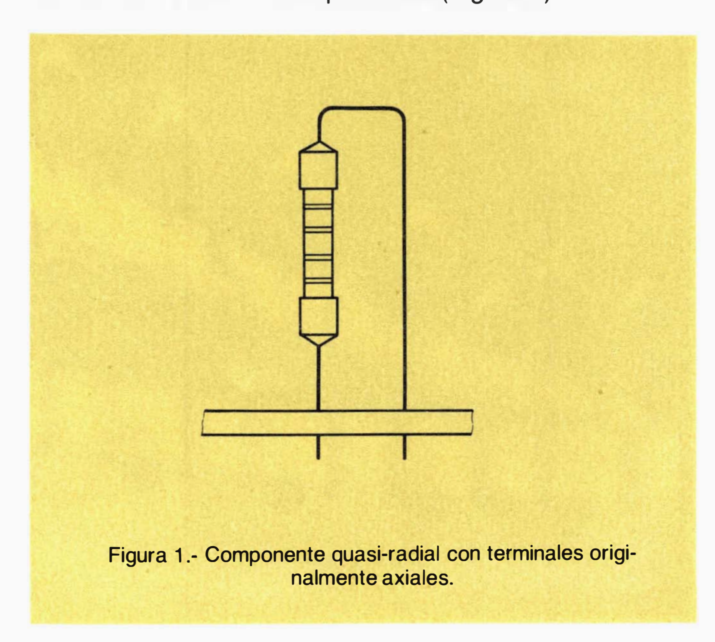


Figura 1.- Componente quasi-radial con terminales originalmente axiales.

## COMPONENTES PARA INSERCION AUTOMATICA

Los componentes para inserción automática no difieren, en principio, de los de montaje manual, aunque los fabricantes prestan mayor atención a las propiedades mecánicas de los componentes para que puedan soportar el manejo mecánico.

Muy pronto nuestra organización empezó a suministrar componentes en encapsulados que se adaptan mejor a un manejo mecánico. Los componentes con terminales axiales se suministraban montados sobre dos cintas (figura 2) y enrollados en una bobina. Otra forma es la que se denomina en caja de metralleta. Los transistores con terminales radiales se suministran en una sola cinta (figura 3).

Debido a que la inserción automática inicialmente sólo era posible con componentes axiales, que es justo todo lo contrario a lo que acabamos de describir: los componentes con terminales radiales se suministraban embandados como componentes casi axiales. Un ejemplo son los condensadores cerámicos (figura 4).

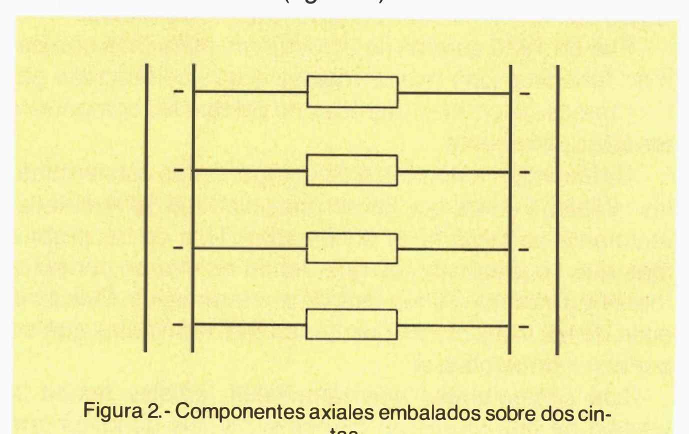


Figura 2.- Componentes axiales embalados sobre dos cintas.

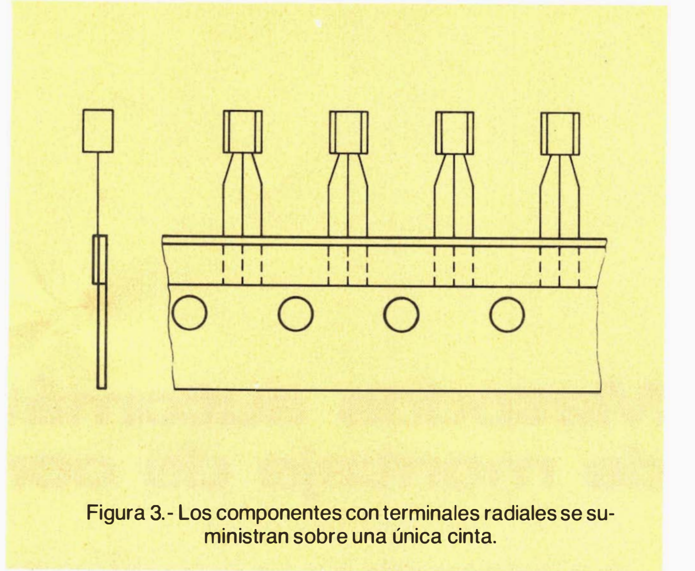


Figura 3.- Los componentes con terminales radiales se suministran sobre una única cinta.

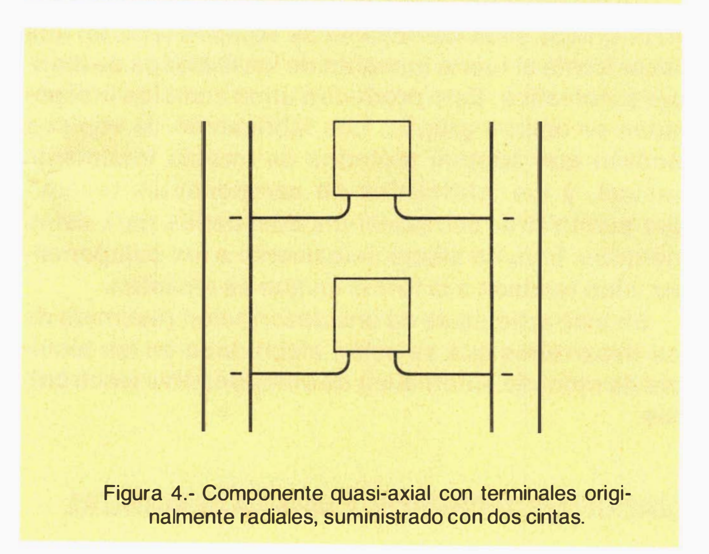
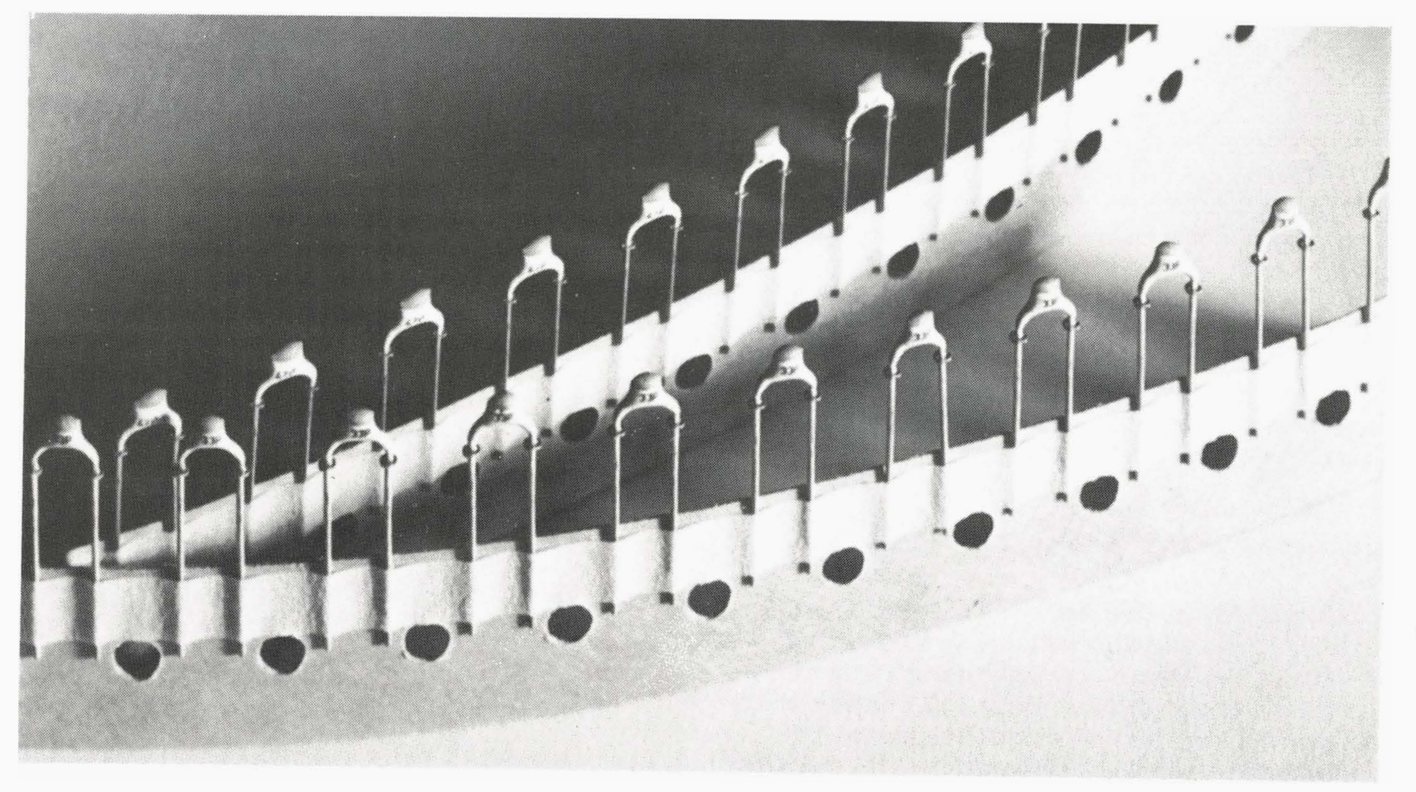


Figura 4.- Componente quasi-axial con terminales originalmente radiales, suministrado con dos cintas.



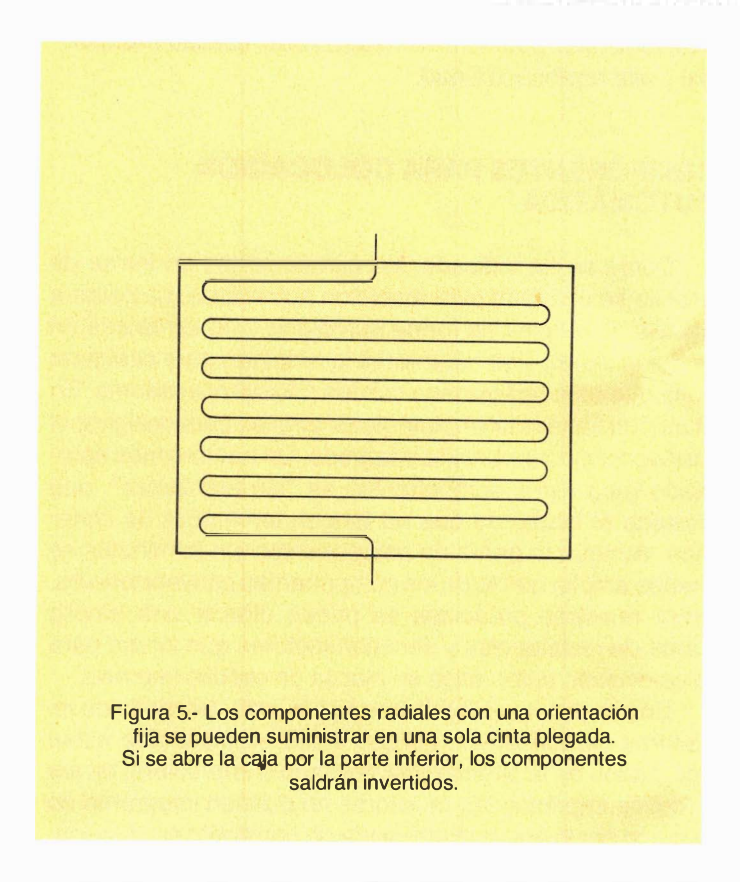
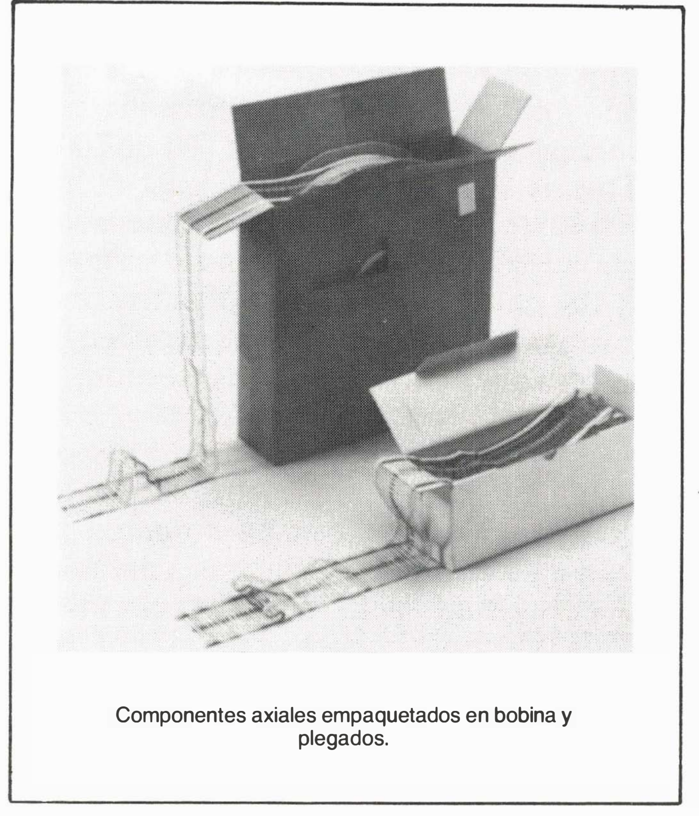


Figura 5.- Los componentes radiales con una orientación fija se pueden suministrar en una sola cinta plegada. Si se abre la caja por la parte inferior, los componentes saldrán invertidos.



Componentes axiales empaquetados en bobina y plegados.

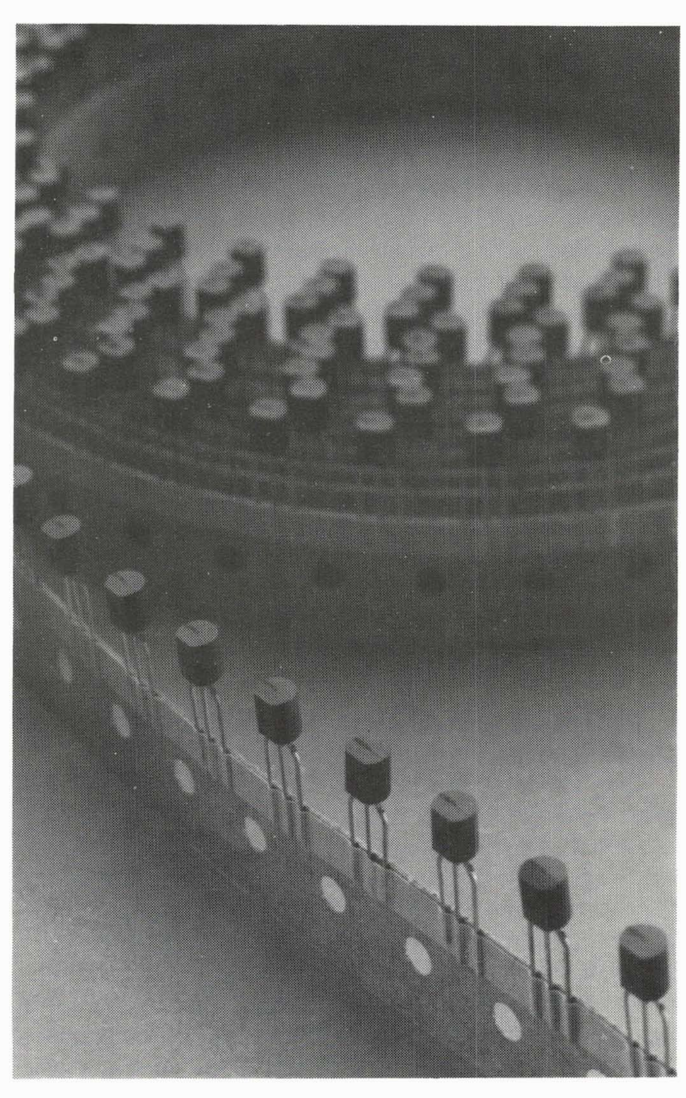
Resumiendo se puede decir que actualmente se pueden suministrar resistores, diodos y condensadores embandados en una sola cinta o doble. Los transistores se suministran únicamente con una cinta. Todos los métodos de embalaje cumplen las normas internacionales establecidas.

Debido a que actualmente se puede suministrar una gama tan amplia de componentes activos y pasivos embandados y a que las máquinas de inserción automática de componentes con terminales radiales se están imponiendo rápidamente, ya no existen impedimentos para la inserción automática de componentes.

Los componentes con terminales radiales que precisan estar orientados, tales como los transistores pueden suministrarse en el futuro en paquetes con la cinta doblada como se indica en la figura 5 comparada con la de la bobina. Abriendo la caja tanto los transistores de la parte superior como de la inferior pueden sacarse con el emisor o el colector primero y los condensadores con el ánodo o el cátodo primero. Los componentes se pueden suministrar también en cajas.

## MÁQUINAS PARA INSERCIÓN AUTOMÁTICA

Actualmente existen tres fabricantes que suministran máquinas para inserción semi o totalmente automática de componentes axiales: Matsushita (Panasert), Universal y United Shoe. Las máquinas totalmente automáticas tienen una capacidad de 6.000 y 16.000 componentes por hora. TDK (Avisert), Matsushita (Panasert) y Universal suministran máquinas para la inserción de componentes de terminales radiales. Estas tienen una capacidad de unos 5.000 componentes por hora.



## VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LA INSERCIÓN AUTOMÁTICA

Las ventajas más importantes de la inserción automática son el considerable ahorro de coste y el hecho de que se producen menos errores que con el montaje manual. En otros términos, mejor calidad y costes menores.

Para los componentes con terminales axiales el coste de la inserción automática es (1978/79) el 55% del coste de montaje manual. Para el montaje de componentes con terminales radiales se precisan máquinas más complejas y más costosas, lo que supone que el coste es un 75% del de montaje manual.

Con el continuo incremento mundial del coste de mano de obra, y si se tiene en cuenta que incluso en las condiciones más desfavorables, el coste de la inserción automática se incrementará de forma menos acusada, se puede prever que la relación de coste continuará favoreciendo la inserción automática aún más.

El número de errores que se producen con montaje manual son del orden de 500 por millón, mientras que los de inserción automática se pueden reducir a 100 ó 200. Esta es una reducción de al menos un 60%. Otra ventaja es la extensa elección que puede hacerse de componentes porque virtualmente todos los componentes activos y pasivos de nuestra gama pueden suministrarse de forma adecuada para inserción automática.

La inserción automática tiene sus desventajas. Por ejemplo, el número de componentes que pueden montarse en una pasada es limitado, lo que representa una desventaja definitiva con circuitos complejos. Esto es debido al tamaño de las bobinas de componentes y al hecho de que muchas máquinas sólo pueden alojar un número limitado de bobinas. Un solución es el uso de "secuenciadores", es decir, cintas en las que los componentes están dispuestos en una secuencia según el orden que deben insertarse, con lo que la máquina de inserción sólo precisa una bobina. La preparación de los secuenciadores también requiere el uso de máquinas especiales, por lo que no es una solución completa del problema. Además, la inserción automática, tal como hemos descrito, es realmente una continuidad de los métodos tradicionales de montaje. No conduce a circuitos mejores y más pequeños como lo consigue el método de montaje automático que se conoce como "colocación automática".

## COLOCACIÓN AUTOMÁTICA

Por colocación automática se entiende el montaje de componentes en forma de pastillas sobre un sustrato.

Este último elemento puede ser un circuito de película gruesa o delgada pero también puede ser una placa convencional de circuito impreso. Estos componentes han estado disponibles desde hace tiempo, pero hasta hace poco sólo se utilizaban para circuitos de película gruesa o delgada. Ahora se trasluce que no sólo sirven para circuitos híbridos donde la compacidad y la calidad son importantes, sino incluso para montaje automático en placas de circuito impreso en donde muchas de la ventajas de los circuitos híbridos se mantienen: alta densidad de componentes, más funciones por centímetro cuadrado, calidad excepcional y alta reproducibilidad.

## COMPONENTES PARA COLOCACIÓN AUTOMÁTICA

Como se ha indicado, los componentes en forma de pastilla se emplean para inserción automática. La palabra pastilla se emplea de forma apropiada y no apropiada en muchos casos. Los redactores la emplean para cualquier cosa que esté relacionada con los microprocesadores. En el mundo técnico normalmente se emplea para designar el monocristal de un circuito integrado. Un nombre más apropiado para estos componentes es "sin terminales", que destaca el hecho de que no tengan terminales de conexión. Aunque la gama de componentes sin terminales es menos amplia que la de los componentes convencionales, entre nuestros productos se puede ofrecer una amplia gama de resistencias y semiconductores que sirven para la colocación automática en placas de circuito impreso.

En los circuitos híbridos no había gran demanda de resistores sin terminales porque éstos normalmente están integrados en el circuito (por grabado o impresión), en los circuitos impresos los resistores no pueden integrarse en la placa por lo que nuestra gama de resistores sin terminales se ha visto incrementada para poder disponer de una suficiente gama de tipos.

La figura 6 muestra algunos componentes pasivos sin terminales; éstos son: un resistor, un condensador cerámico y un condensador de tántalo. Todos tienen la misma for-

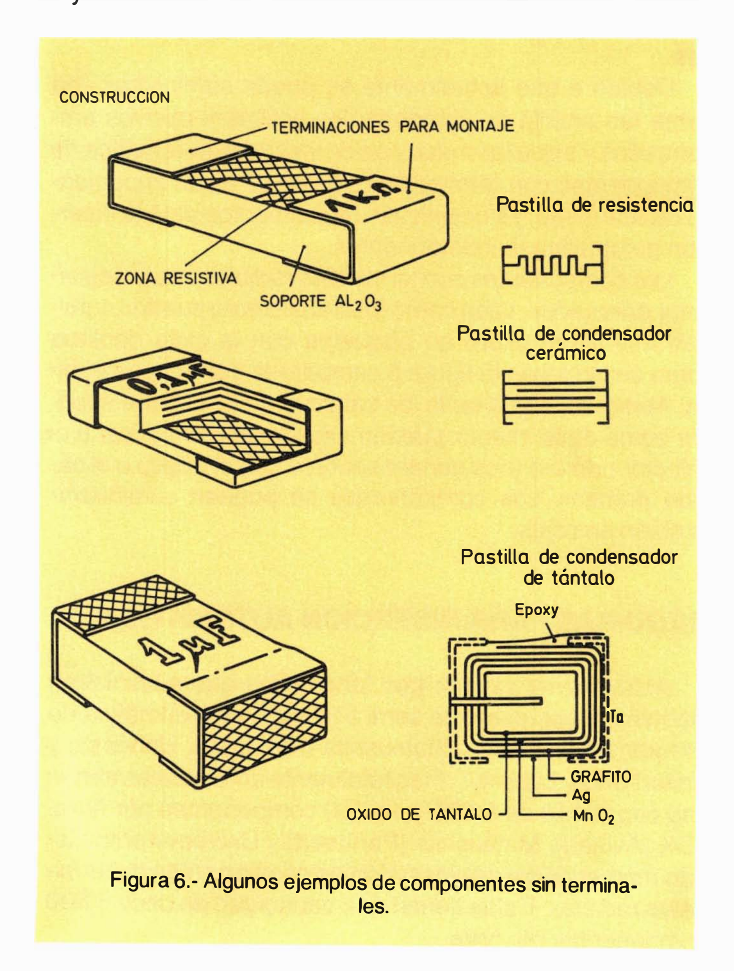



Figura 6.- Algunos ejemplos de componentes sin terminales.

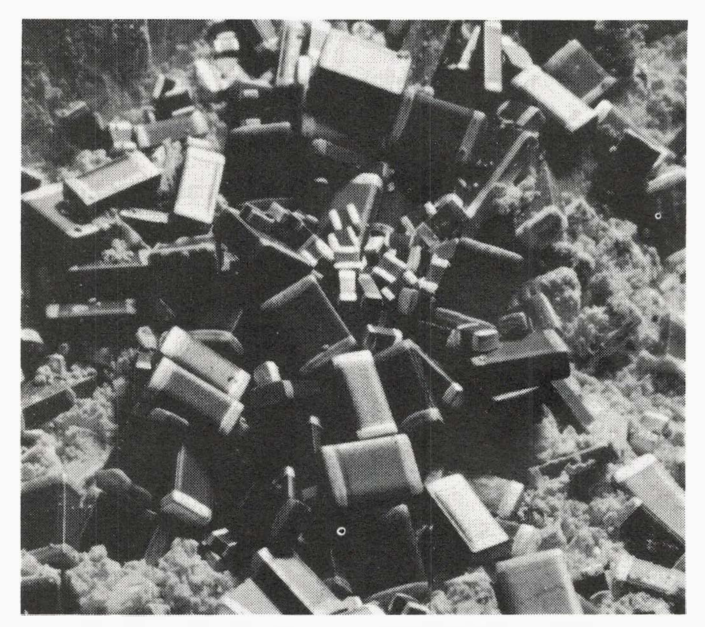


Figura 7.– Condensadores encapsulados para colocación automática.

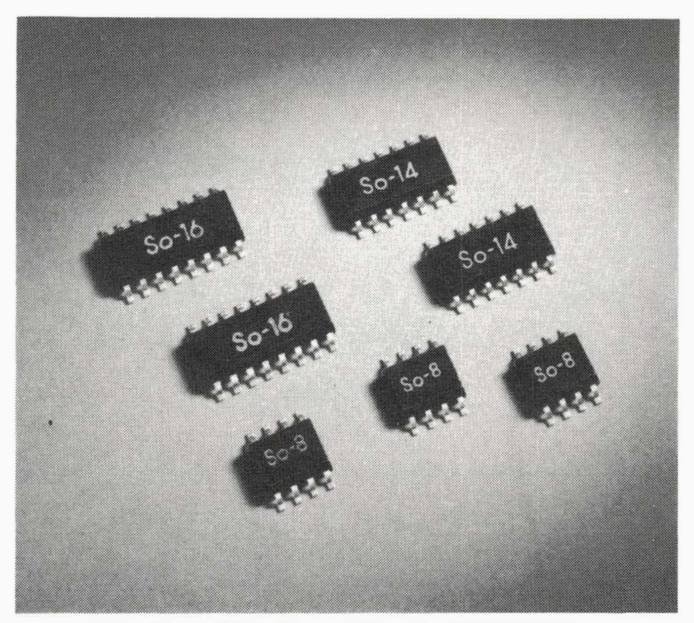



Figura 8.- Circuítos integrados en encapsulado SO adecuados para colocación automática.

ma, aunque sus dimensiones pueden variar según la resistencia y la disipación en los resistores y con el producto C.V. en los condensadores (véase figura 7). Los transistores pueden suministrarse con encapsulados SOT-23, SOT-89 ó SOT-143 , los mismos que se emplean en los circuitos híbridos. Los circuitos integrados pueden suministrarse con encapsulado SO que es una cápsula con terminales cortos doblados (figura 8).

## EMPAQUETADO DE LOS COMPONENTES SIN TERMINALES

Los componentes sin terminales también pueden suministrarse con varios tipos de empaquetado, según el método de manipulación que precise el fabricante del circuito. Además del empaquetado masivo, se pueden suministrar sobre cintas perforadas en las que los componentes se alojan en cavidades próximas (figura 9). Estas cintas se enrollan en bobinas de película de 8 mm que son considerablemente menores que las bobinas que se emplean para los componentes convencionales.

Principalmente para los fabricantes de equipos profesionales podremos ofrecer en breve componentes SOT-23 sin terminales y enrollados en bobinas de plástico. Cada bobina contiene cincuenta componentes secuenciales, y diez bobinas colocadas una al lado de otra. Esto es una excelente alternativa sobre los componentes sueltos, particularmente para aquellos que fabrican pequeñas series de un solo tipo. Se evitan el tener que establecer la secuencia de los componentes.

## MÉTODOS DE MONTAJE PARA COMPONENTES SIN TERMINALES

Normalmente se emplean dos métodos para montar componentes en placas de circuito impreso. El primer método es el que se muestra en la figura 10. Se emplea cuando los componentes convencionales se pueden montar

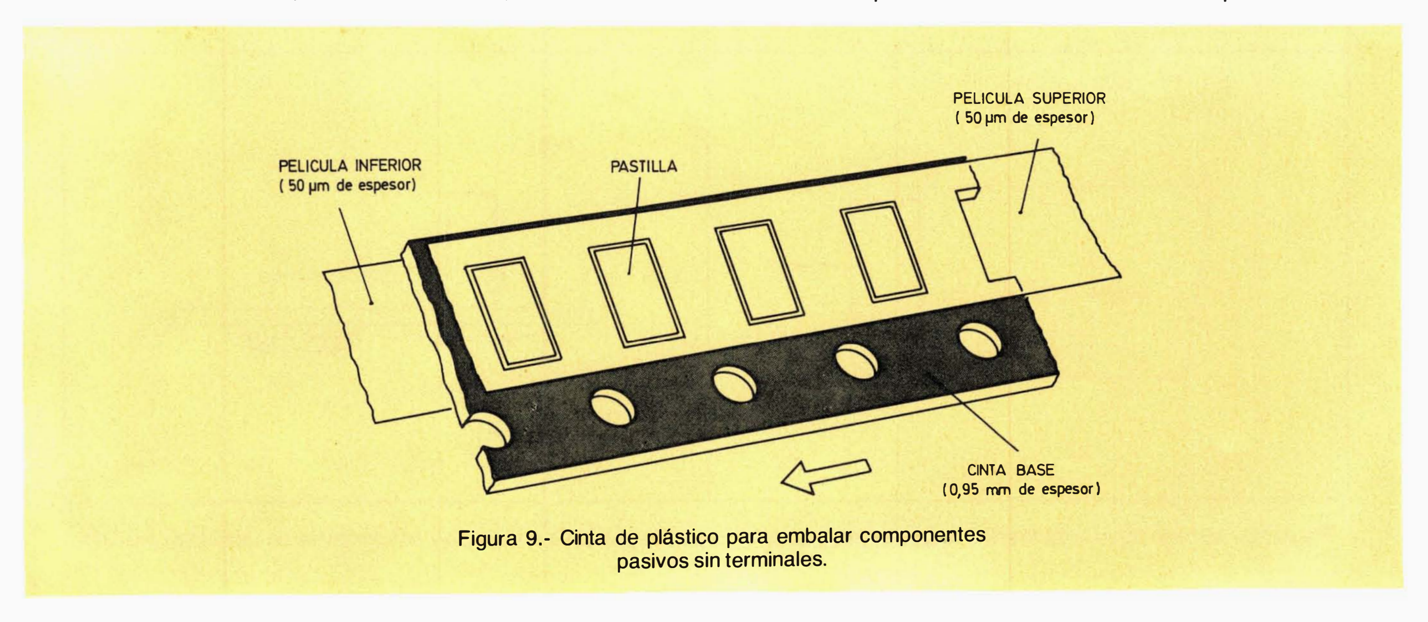



Figura 9.- Cinta de plástico para embalar componentes pasivos sin terminales.

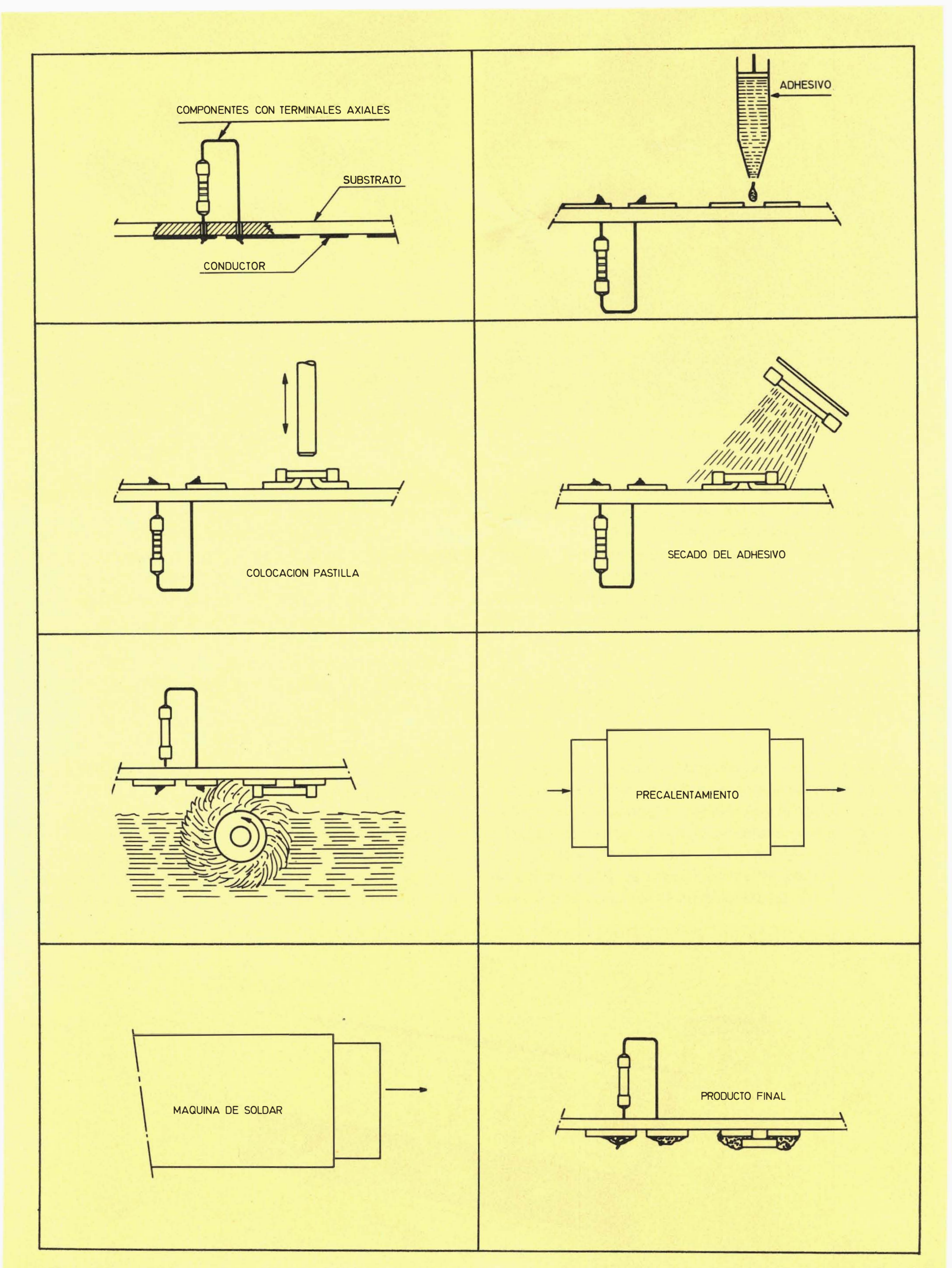
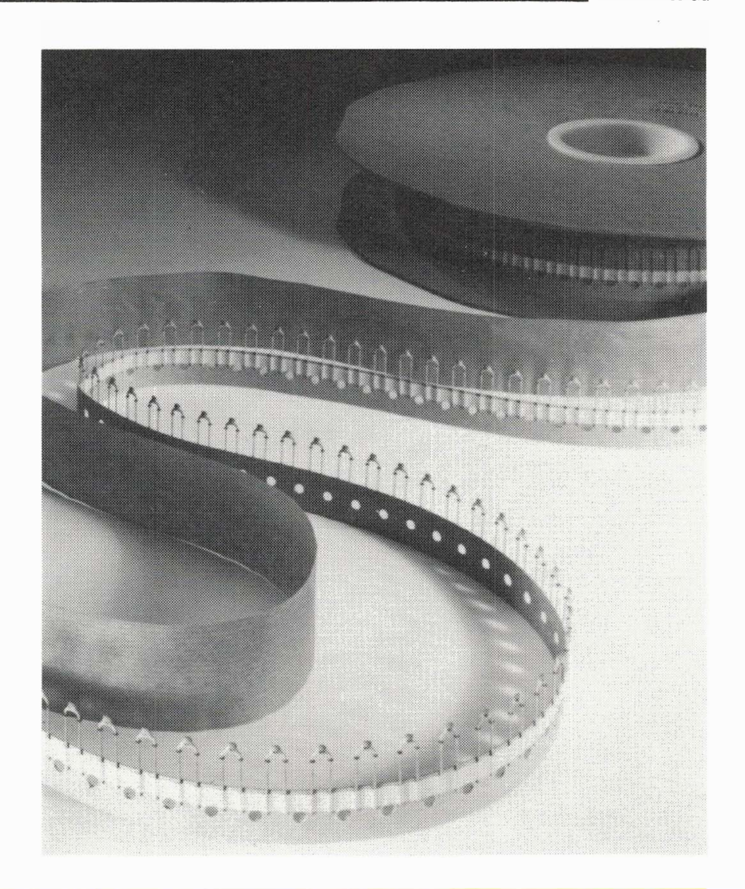



Figura 10.- Montaje de un circuíto impreso "mixto" con componentes convencionales en un lado y componentes sin terminales en el otro.

junto con los componentes sin terminales; éstos son conocidos como "circuitos impresos mixtos". Los componentes convencionales se montan primero y se sujetan con los extremos de los terminales doblados. Entonces en el lado opuesto se depositan gotas de pegamento en los sitios donde deben colocarse los componentes sin terminales tales como resistores y condensadores. Los componentes se colocan adecuadamente y se les aplica calor para endurecer el pegamento y quedan listos para el siguiente proceso de soldadura. Después del baño de soldadura todos los componentes quedan soldados a la vez.

El segundo método, que se muestra en la figura 11, se utiliza cuando solo se tienen que montar componentes sin terminales sobre placas de circuito impreso o circuitos de capa gruesa o delgada. Gotas de pasta de soldar se aplican sobre las superficies de contacto correspondientes, se montan los componentes y entonces se sueldan aplicando calor por zonas o bien calentando de forma general en un horno.



## MÁQUINAS PARA COLOCACIÓN AUTOMÁTICA

El sistema de "multi-cartucho" para colocación automática fue desarrollado en Japón (ver figura 12). Los componentes se situan correctamente orientados en cassettes

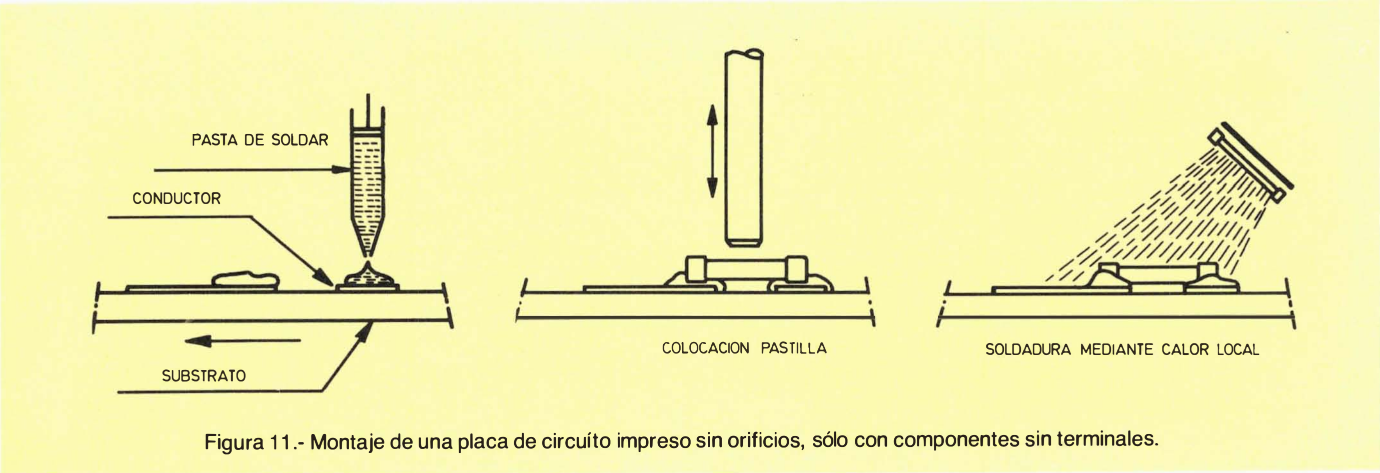



Figura 11.- Montaje de una placa de circuíto impreso sin orificios, sólo con componentes sin terminales.

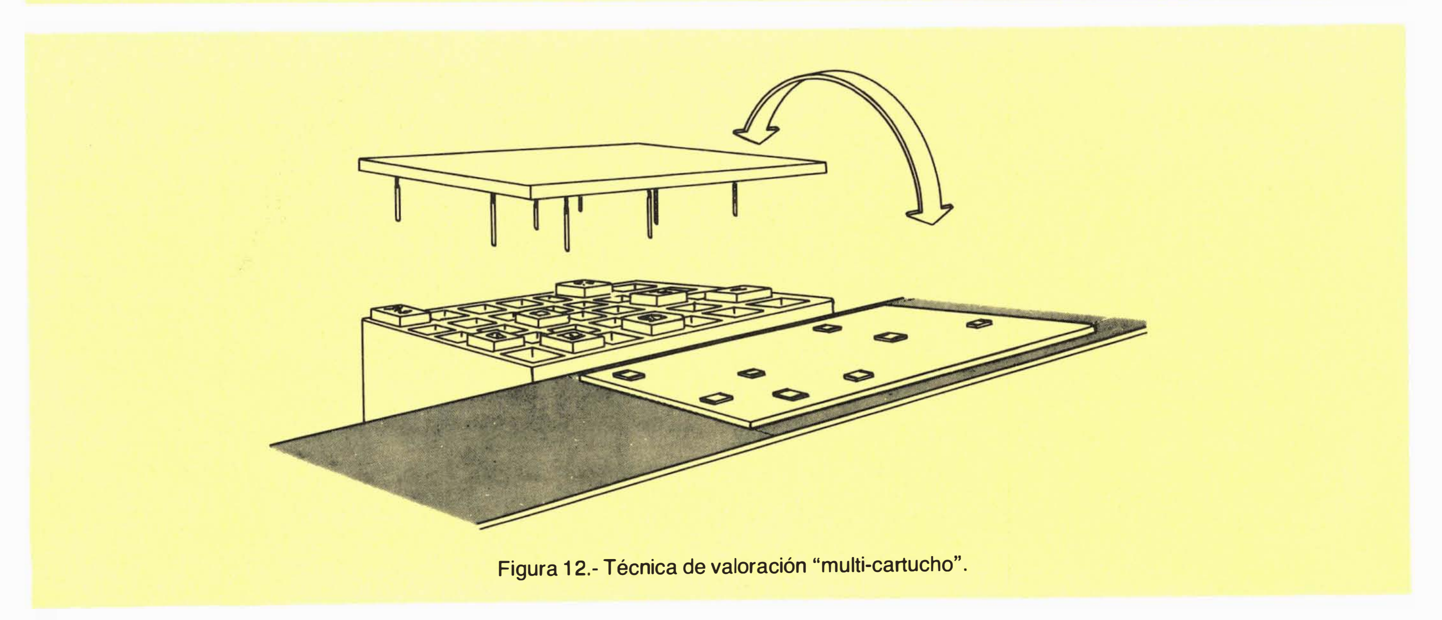


Figura 12.- Técnica de valoración "multi-cartucho".

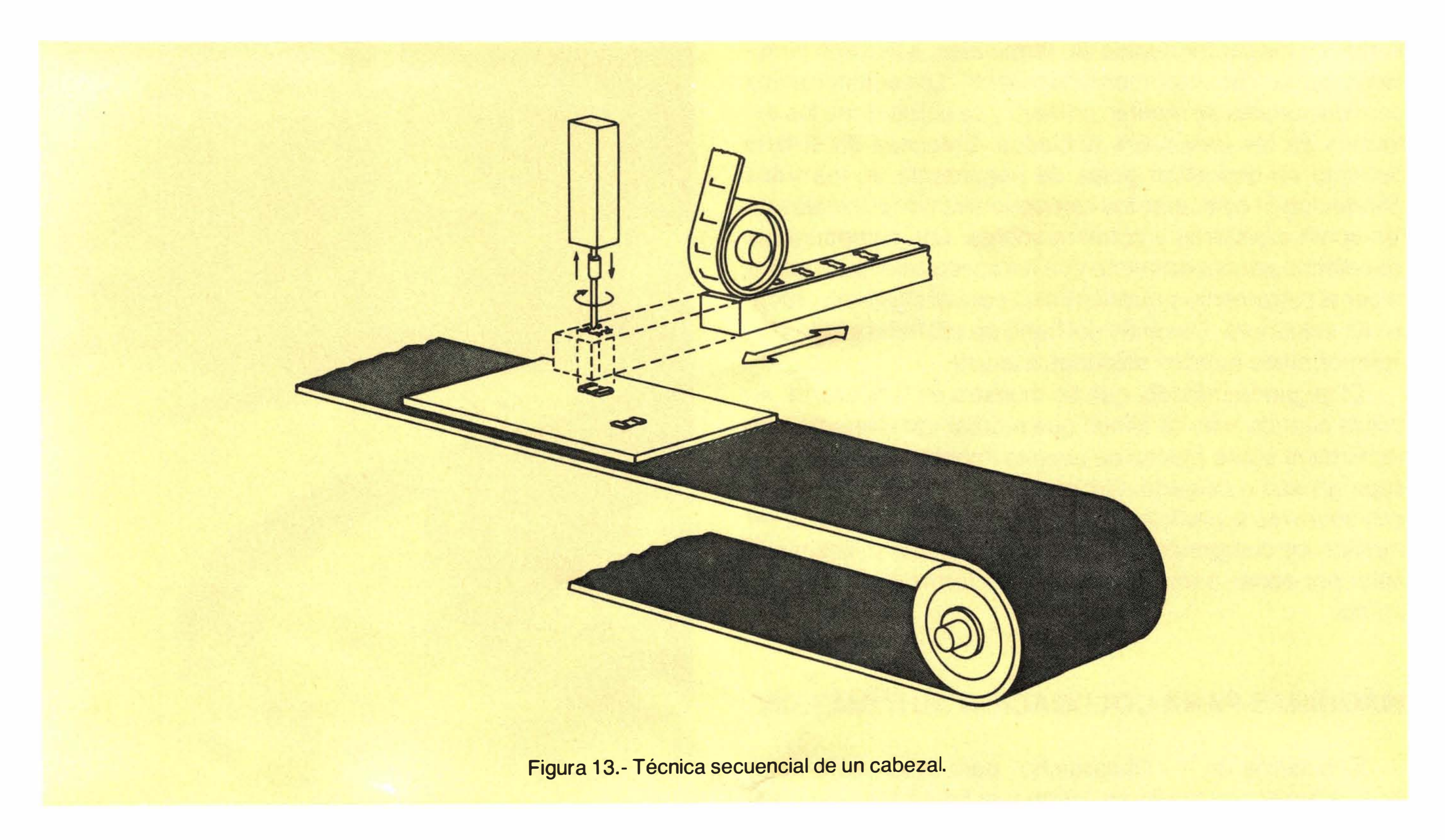


Figura 13.- Técnica secuencial de un cabezal.

que se agrupan según corresponde con la posición de los componentes sobre la placa. Para quitar todos los componentes de los cassettes de forma simultánea se utiliza el vacio y se colocan sobre la placa. Pueden surgir problemas cuando los componentes no se sostengan firmemente o no estén correctamente orientados en los cassettes. La falta de un método lógico de comprobación hace que no existan medios rápidos y económicos de reparación.

En la figura 13 se muestra otro método. Cada componente se extrae por medio de un cabezal de vacio de la cavidad de la cinta. Debido a que los componentes están siempre orientados en la cinta de la misma forma, se hace girar el cabezal. Lógicamente también puede desplazarse en todas direcciones asi como arriba y abajo.

Es obvio que este método no es tan rápido como el método de "multi-cartucho". Varios fabricantes están ahora diseñando máquinas con múltiples cabezales. Se espera que pronto aparezcan gran variedad de estas máquinas. Tal como indica su nombre, estas máquinas tendrán varios cabezales asi como espacio para decenas de carretes de 8 mm. Las estimaciones indican que se podrán montar 120 componentes en 2 segundos, lo que supone más de 200.000 por hora.

## VENTAJAS DE LA COLOCACIÓN AUTOMÁTICA

Las ventajas más significativas de la colocación automática son: la considerable reducción de costes de montaje, aumento considerable de la densidad de componentes y una mejora de calidad. Se puede esperar que los costes de colocación automática sean el 13% del montaje manual y una cuarta parte de los de inserción automática.

La mayor densidad de componentes es debido al menor tamaño de los componentes sin terminales comparados con los componentes convencionales. La mayor calidad es el resultado de que las máquinas tienen menos fallos que las personas.

## CONDICIONES PARA LA COLOCACIÓN AUTOMÁTICA

Si la colocación automática tiene que emplearse realmente, son varias las condiciones que deben tenerse en cuenta.

En primer lugar, las máquinas deben poder funcionar con fiabilidad a velocidades muy altas. Hay varios fabricantes que están desarrollando este tipo de máquinas; algunos para su propio uso y otros también para terceros.

Esta primera condición de disponibilidad de máquinas adecuadas y servicio para las mismas, se conseguirá en un futuro próximo.

La segunda condición importante es la disponibilidad de un surtido suficientemente variado de componentes, asi como suficientes cantidades y con precios favorables. Nuestra gama de semiconductores en encapsulados SOT-23, SOT-89 y SOT-143 se ha extendido de forma considerable. Los componentes pasivos sin terminales también estarán disponibles suficientemente tanto en tipos y valores como en cantidades.

También es importante que se establezcan unas normas internacionales para los componentes que sirvan para colocación automática. Parece que el encapsulado SOT-23 por ejemplo será considerado como norma internacional. No hace falta decir que se requerirán altas exigencias sobre las dimensiones de los componentes.

No sólo los componentes deben estandarizarse sino incluso la forma del encapsulado. Con toda probabilidad la cinta perforada bobinada en Super 8 que se muestra en la

figura 14 será la que se admita para los componentes en encapulados SOT-23.

Finalmente habrá que tener disponibles placas de circuito impreso y técnicas fiables de interconexión.

Resumiendo podemos decir que nada permanece estático ante el dinámico crecimiento de técnicas para la colocación automática. Los desarrollos parecen de hecho inevitables si la industria electrónica debe ofrecer buenos productos con precios razonables.

## APLICACIONES

La colocación automática se empleará al menos en principio para producciones de grandes series. Esto se debe en parte a las grandes inversiones necesarias. ¿Significa esto que las empresas más pequeñas no tendrán la oportunidad de racionalizar el montaje de los componentes?. No definitivamente. Hemos mencionado ya que ofreceremos componentes en SOT-23 con bobinas de plástico especialmente para pequeños fabricantes (y para los grandes fabricantes con pequeñas series de producción). Además, existen máquinas más pequeñas que pueden trabajar con productos embalados en cajas con lo que no es preciso un embalado especial.

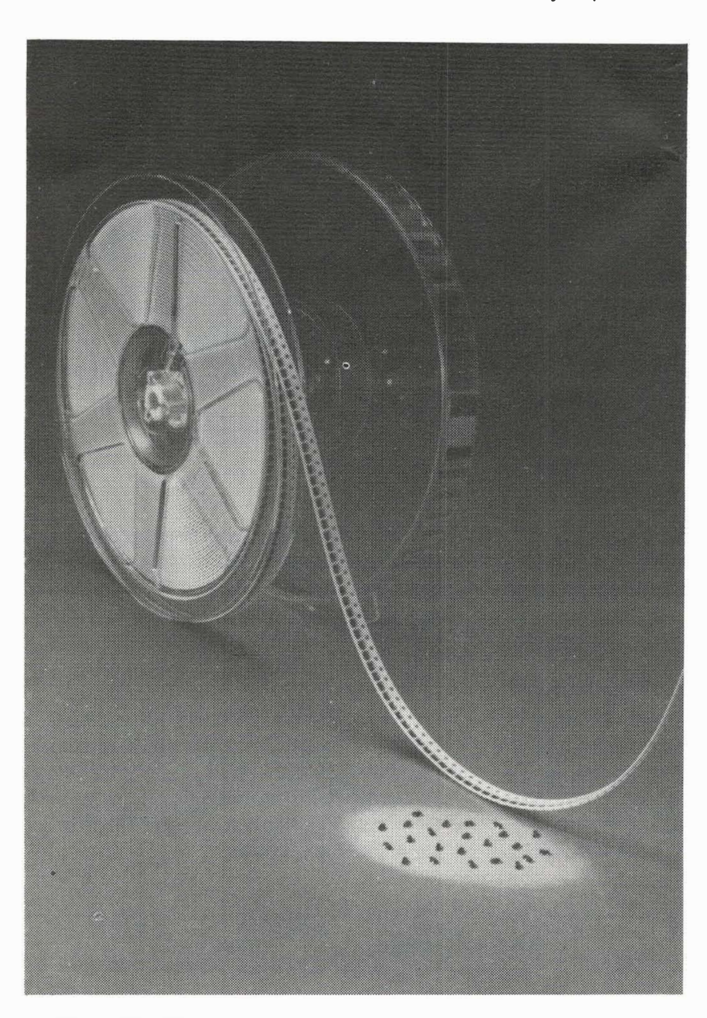


Figura 14.– SOT-23 en cinta Super 8 para colocación automática.

Es también probable que se establezcan firmas especialistas en montaje que posean las máquinas y los conocimientos tecnológicos requeridos. La colocación automática no crecerá sólo debido a la drástica reducción de costes sino también porque los circuitos que se fabrican con componentes sin terminales son pequeños, robustos y fiables. Esta particularidad hace que tengan un interés especial para los fabricantes de circuitos cuando el tamaño y la calidad sean importantes. Como ejemplo tenemos las centrales telefónicas, equipos de telefonía (aparatos de abonado), autoradios, equipos compactos de alta fidelidad, radios y televisores portátiles, terminales con indicadores de datos (videos), reproductores de cassette y cámaras de video.

## PRONÓSTICOS

Nada es tan difícil como predecir el futuro. Aunque todo indica una tendencia hacia un rápido crecimiento en el uso de la colocación automática dentro de los próximos años. La figura 15 muestra los pronósticos para Europa occidental. En 1985 un 90% del mercado posible de automatización estará ya captado. Lo que quedará es una parte pequeña del mercado que no es accesible a la automatización porque las cantidades son pequeñas o los productos demasiado especializados. □

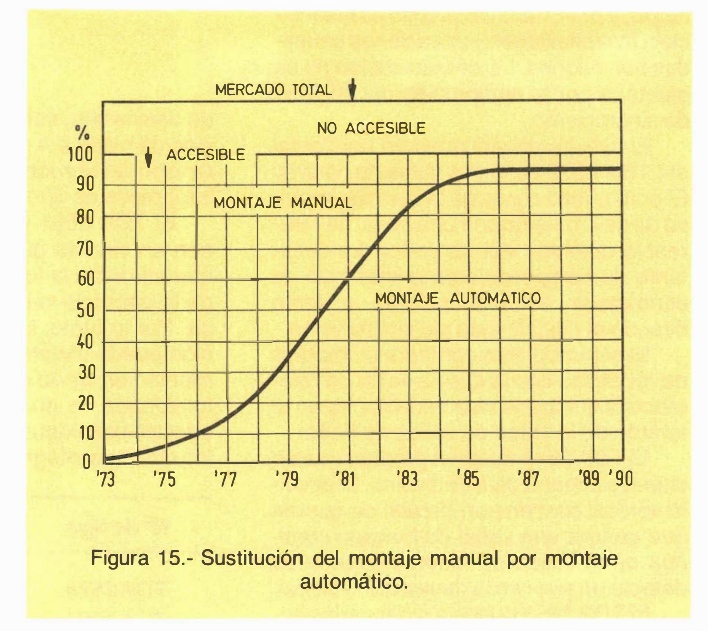



Figura 15.- Sustitución del montaje manual por montaje automático.

## CIRCUITOS INTEGRADOS DE DESVIACIÓN VERTICAL Y DE SINCRONIZACIÓN.

Con los circuitos integrados TDA 2578, TDA 3651 y TDA 3652 de Miniwatt, se pueden diseñar sistemas de bajo coste de desviación vertical y de sincronismos. El manejo de pequeña señal es realizado por el TDA 2578, seguido por el TDA 3651 o el TDA3652 como etapa de salida de potencia. El TDA 3651 (para tubos de imagen de 90º) y el TDA 3652 (para tubos de imagen de 110º) tienen diferentes valores nominales de potencia y corriente, pero tienen la misma disposición de patillas; por lo tanto se puede utilizar la misma placa de circuito impreso para ambos equipos de T.V.: 90º y 110º.

El TDA 2578 es un circuito de sincronización de altas prestaciones con oscilador vertical y etapas excitadoras. Separa los impulsos de sincronismo vertical y horizontal de la señal compuesta de video de T.V. y la utiliza para sincronizar los osciladores de desviación vertical y horizontal en el chip. El separador de sincronismos corta exactamente entre el nivel de sincronismo superior y el nivel de negro, y por lo tanto el circuito es insensible a las reflexiones y vibraciones causadas por aviones. La sincronización no es afectada por la compresión del impulso de sincronismo.

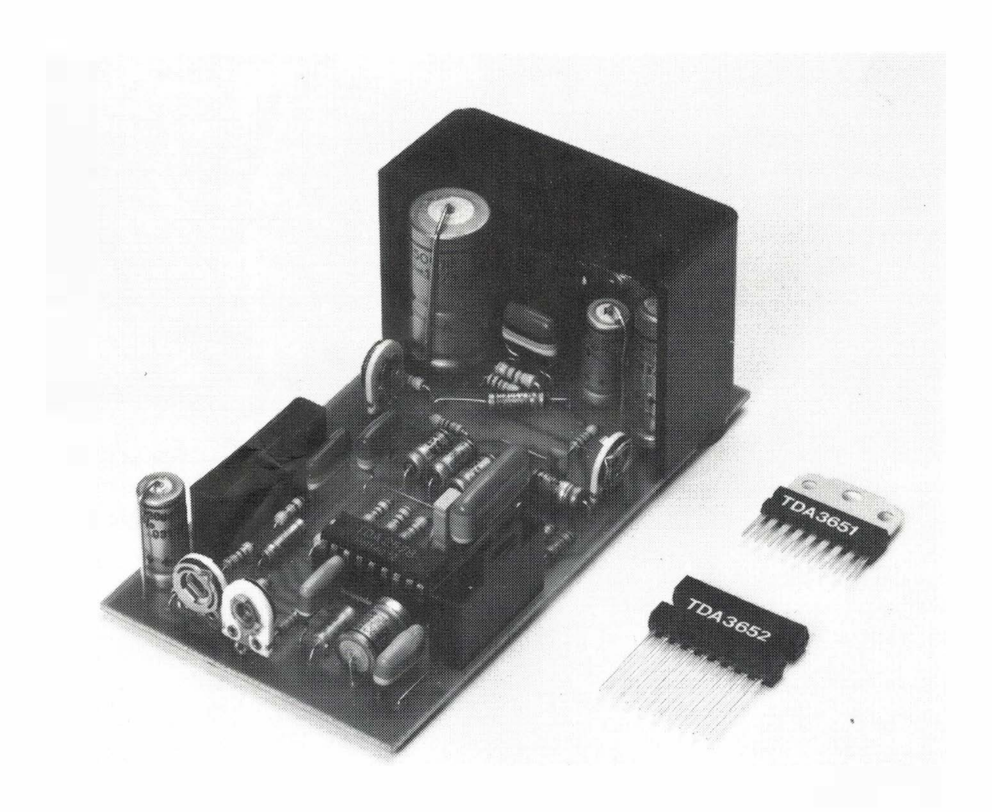
El circuito de sincronismo horizontal del TDA 2578 tiene dos lazos de control. El primer lazo compara la fase del impulso de sincronismo con una señal de referencia obtenida del oscilador. La constante de tiempo de este primer lazo es conmutada automáticamente a lento cuando el circuito está sin sincronismo.

El segundo lazo compara el impulso de retroceso con la misma señal de referencia y compensa las variaciones en el retardo de la etapa de salida de línea.

El TDA 2578 también proporciona un impulso almena de tres niveles. El circuito vertical contiene un circuito de guarda que genera una señal de borrado continúa en la salida de almena cuando se detecta un error en la desviación vertical.

El TDA 3651 puede excitar varias bobinas de desviación con corrientes de hasta 2 A pico a pico. Este circuito integrado tiene etapas de salida y excitadora, protección térmica y de la etapa de salida, generador de retroceso y estabilizador de tensión.

El TDA 3652 contiene las mismas funciones que el TDA 3651 y proporciona una eficiencia total de desviación vertical. Es capaz de excitar varias bobinas de desviación, con corrientes de desviación de hasta 4 A pico a pico. La máxima tensión de retroceso de ambos circuitos integrados es 50 V.




El TDA 3651 y el TDA 3652 contienen un circuito generador de retroceso que aumenta la tensión de alimentación de la etapa de salida durante el retroceso. Por lo tanto, la tensión de alimentación puede elegirse de modo que la corriente normal de desviación no esté distorsionada, lo que conduce a una producción considerable de la disipación de los circuitos integrados.

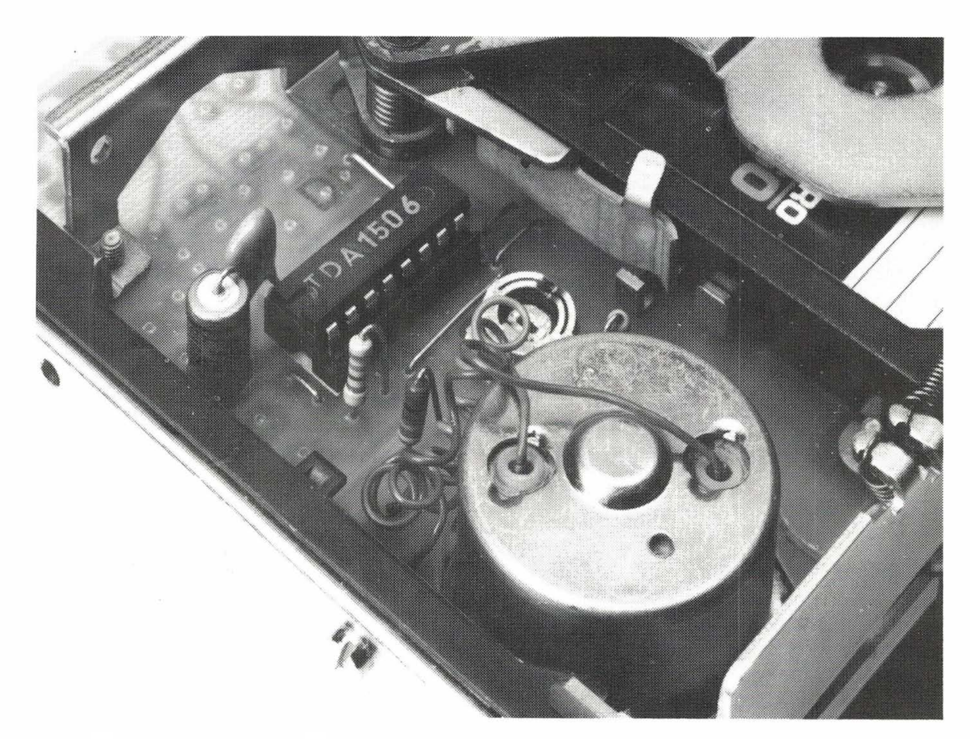
Los sistemas de sincronización y desviación vertical que utilizan los circuitos TDA 2578, TDA 3651 y TDA 3652 son algo más sencillos que los que utilizan el TDA 3576A y TDA 3650, debido a que se ha omitido el circuito vertical de cuenta atrás.

Los circuitos TDA 3651 y TDA 3652 están también disponibles (con números de tipo TDA 3651AQ y TDA 3652Q respectivamente) en cápsula SOT-157B. A continuación incluimos todos los detalles de los encapsulados:

| Nº de tipo | Encapsulado | |
|---|---|---|
| TDA 2578 | Plástico de 18 terminales DIL | SOT-102HE |
| TDA 3651 | Plástico de 9 terminales SIL | SOT-110B |
| TDA 3651AQ | Plástico de potencia de 9 terminales SIL tendiendo a DIL | SOT-157B |
| TDA 3652 | Plástico de potencia de 9 terminales SIL | SOT-131B |
| TDA 3652Q | Plástico de potencia de 9 terminales SIL tendiendo a DIL | SOT-157B |

DIL = Dual In Line
SIL = Single In Line

## REGULADOR DE VELOCIDAD DE MOTOR QUE OFRECE UN SISTEMA DE CONTROL TOTALMENTE ELECTRÓNICO PARA CASSETTES DE AUTOMOVIL.




Miniwatt anuncia un nuevo circuito integrado regulador de motor, tipo TDA 1506, para combinaciones de auto-radio-cassette. Utiliza regulación de tensión, e incorpora todas las funciones de conmutación necesarias incluyendo parada electrónica, reproducción de la radio, fin de cinta, y rápido bobinado/rebobinado.

En el TDA 1506 se ha logrado un grado muy elevado de integración. Requiere pocos y sencillos componentes externos y es ideal para utilizarlo en conjuntos radio/cassette de automóvil con un funcionamiento sencillo y muchas posibilidades.

El circuito incorpora tres estabilizadores de tensión para etapas preamplificadoras y de radio y un excitador de LED.

Se puede utilizar para proporcionar un sistema de búsqueda automática de programa y también para volver atrás automáticamente.

Contiene unas características de seguridad que normalmente sólo se encontraban en auto-radios de clase superior: protección contra corto-circuitos a masa, bomba de carga, protección térmica y circuito de protección para evitar que el motor vuelva a arrancar después que el aparato esté conmutado a radio.

El TDA 1506 está encapsulado en una cápsula DIL de plástico de baja resistencia térmica de 16 terminales.

---

## CIRCUITOS INTEGRADOS PARA RECEPTORES DE A.M. y F.M.

Miniwatt anuncia dos circuitos integrados para receptores de radio.

El TEA 5550 está diseñado para auto-radios y realiza todas las funciones del canal de A.M. entre la antena y las etapas de amplificación de audio. Este circuito tiene la capacidad de manejo de gran señal requerida y bajo ruido, y se puede utilizar con filtros cerámicos de F.I. y diodos de capacidad variable.

El TEA 5560 puede utilizarse como canal de F.M. optimizado en auto-radios donde la entrada se toma de un detector de relación con elevada tensión de salida de audio, como preamplificador antes del filtro bloque en equipos de Hi-Fi, y como un canal de F.I. de F.M. económico y completo para equipos de Hi-Fi de bajo costo (la elevada tensión de salida permite el diseño de un circuito de detección de baja distorsión). Este circuito contiene tres etapas diferenciales equilibradas de amplificación de F.I., con una sensibilidad de entrada de 150 μV, 3 dB antes del límite.

Ambos circuitos, TEA 5550 y TEA 5560, requieren un mínimo de componentes externos.

El TEA 5550 tiene un estabilizador de tensión y acepta una tensión de alimentación de funcionamiento de 10,2 a 18 V. Una tensión de entrada de R.F. de 1 mV modulada al 80% procedente de la antena produce una tensión de salida del TEA 5550 típicamente igual a 180 mV con distorsión armónica total por debajo de 2,5% (y del orden del 1,2% sobre la mayor parte del margen de c.a.g.).

Un oscilador de un sólo terminal en el TEA5550 permite que se utilice un diodo de capacidad variable para sintonizar hasta 8 MHz.

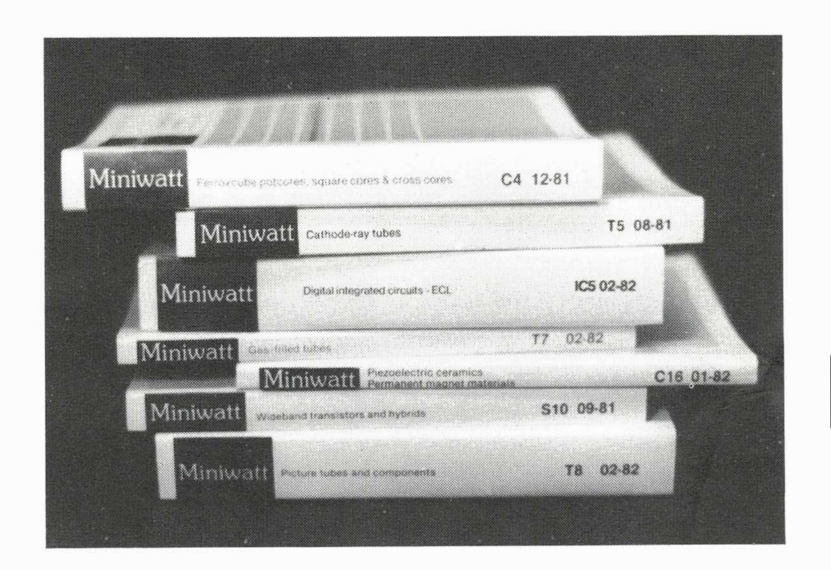
El TEA 5560 tiene una intensidad de campo de 10 dB dependiente del circuito de silenciamiento de ruido, así como una intensidad de campo dependiente de la tensión de c.c. que se puede utilizar para la conmutación mono/estéreo o para el control de la separación de canales de un decodificador estéreo. Contiene también un circuito de espera (stand-by) de conmutación ON/OFF, y un estabilizador de tensión para corrientes internas y externas.

La relación señal-ruido del TEA 5560 es mayor que 70 dB para una tensión de entrada de 10 mV.

El TEA 5550 y el TEA 5560 se acoplan totalmente y cuando se utilizan juntos sólo se necesita un sencillo conmutador de c.c. de un polo para conmutar de A.M. a F.M.

El TEA 5550 está encapsulado en una cápsula DIL (Dual In Line) de 16 terminales (SOT-38); el TEA 5560 está encapsulado en una cápsula SIL (Single In Line) de 9 terminales (SOT-142).

Para mayor información dirigirse a Miniwatt, S.A. División Comercial Balmes, 22 Tel. 301 63 12 Barcelona - 7.




# BIBLIOTECA MINIWATT

## Data Handbooks

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| * | S1 | 03-80 | DIODES | 475 ptas |
| * | S2 | 05-80 | POWER DIODES, THYRISTORES, TRIACS | 930 ptas |
| | S3 | 04-80 | SMALL-SIGNAL TRANSISTORS | 800 ptas |
| | S4 | 09-81 | LOW FREQUENCY POWER TRANSISTORS AND MODULES | 750 ptas |
| | S5 | 10-80 | FIELD-EFFECT TRANSISTORS. | 280 ptas |
| | S7 | 12-80 | MICROMINIATURE SEMICONDUCTORS | 425 ptas |
| | S8 | 06-81 | DEVICES FOR OPTOELECTRICS | 470 ptas |
| | S10 | 09-81 | WIDEBAND TRANSISTORS AND HYBRIDS | 475 ptas |
| | IC1 | 05-80 | BIPOLAR ICs FOR RADIO AND AUDIO EQUIPMENT | 425 ptas |
| | IC2 | 05-80 | BIPOLAR ICs FOR VIDEO | 500 ptas |
| * | IC4 | 10-80 | DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS-LOCMOS | 650 ptas |
| * | IC5 | 02-82 | DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS-ECL | 610 ptas |
| | IC7 | 05-81 | SIGNETICS BIPOLAR MEMORIES | 350 ptas |
| | IC8 | 05-81 | SIGNETICS ANALOGUE CIRCUITS | 625 ptas |
| | CM12 | 11-79 | VARIABLE RESISTORS AND TEST SWITCHES | 250 ptas |
| | CM13 | 12-79 | FIXED RESISTORS | 350 ptas |
| | C2 | 06-81 | TUNERS | 375 ptas |
| | C3 | 01-81 | LOUDSPEAKERS | 475 ptas |
| | C4 | 12-81 | FERROXCUBE POTCORES, SQUARE CORES & CROSS CORES | 575 ptas |
| | C5 | 03-82 | FERROXCUBE FOR POWER, AUDIO/VIDEO AND ACCELERATORS | 325 ptas. |
| * | C6 | 05-81 | ELECTRIC MOTORS AND ACCESORIES | 450 ptas |
| | C10 | 10-80 | CONNECTORS | 280 ptas |
| * | C14 | 04-80 | ELECTROLYTIC AND SOLID CAPACITORS | 375 ptas |
| | C16 | 01-82 | PIEZOELECTRIC CERAMICS | 280 ptas |
| * | T1 | 02-80 | TUBES FOR R.F. HEATING | 500 ptas |
| | T2 | 04-80 | TRANSMITTING TUBES FOR COMMUNICATIONS | 750 ptas |
| * | T3 | 06-80 | KLYSTRONS, TWTS MICROWAVE DIODES | 350 ptas |
| | T4 | 09-80 | MAGNETRONS | 325 ptas |
| * | T5 | 08-81 | CATHODE-RAY TUBES | 525 ptas |
| | T6 | 07-80 | GEIGER MULLER TUBES | 280 ptas |
| | T7 | 02-82 | GAS-FILLED TUBES | 300 ptas |
| | T8 | 02-82 | PICTURE TUBES AND COMPONETS | 750 ptas |
| * | T9 | 06-80 | PHOTO AND ELECTRON MULTIPLIERS | 350 ptas |
| | T10 | 05-81 | CAMARA TUBES IMAGE INTENSIFIERS | 510 ptas |

## Catálogos

| | | | |
|---|---|---|---|
| CT1 | 81/82 | GENERAL CATALOGUE | 800 ptas |
| CT2 | 81/81 | SEMICONDUCTORS | 300 ptas |
| CT3 | 81/82 | INTEGRATED CIRCUIT CATALOGUE | 300 ptas |
| CT4 | | RESISTORES | 25 ptas |

*** Agotado**




Miniwatt s.a.

**división comercial** **barcelona**-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e **madrid**-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00

## ¿Qué es lo que hace del 30 AX algo tan especial?

*Tubos de imagen 30 AX

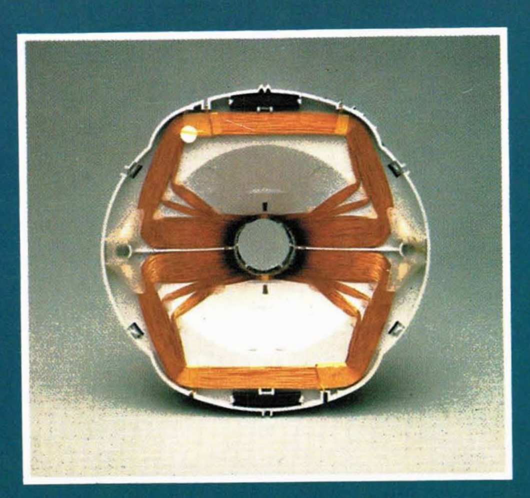
El sistema 30 AX se ha desarrollado a partir de la experiencia ganada con los sistemas autoconvergentes ya existentes como el 20 AX, y mediante posteriores investigaciones se ha logrado una distribución de campos magnéticos dinámicos (campos de desviación) y estáticos (campos de corrección de tolerancias mecánicas) que combinadas con una especial morfología del tubo, permiten obtener un barrido de pantalla libre de distorsiones y exento de errores de convergencias dinámica y estática, sin necesidad de ningún ajuste manual y conservando la ventája de "bobina separada", es decir que cualquier bobina puede montarse con cualquier tubo.

Procedimiento:

a) El propio tubo está dotado de tres protuberancias en su cono que situan la *bobina en su posición axial correcta automáticamente*. (ver portada)

b) Una de las anteriores protuberancias se alberga en un alojamiento que al efecto posee la bobina, situándola en su *posición angular correcta*.

c) *No existe unidad multipolo*, se sustituye por un anillo magnético, en el interior del tubo y magnetizado automáticamente en fabricación.



*Deflectora 30 AX

Prestaciones:

- Bobina intercambiable y autoposicionable.
- No hay ajustes de convergencias dinámica y estática, ni de pureza de color, ni de orientación de trama.
- Mayor sensibilidad y mejor forma de trama por el empleo de una nueva bobina de desviación.
- Menor área de impacto (spot) y mayor uniformidad de enfoque por el empleo de un nuevo cañón.
- Contorno de imagen curvilíneo, por el empleo de nuevo ranurado de la máscara que sigue los bordes de la pantalla.

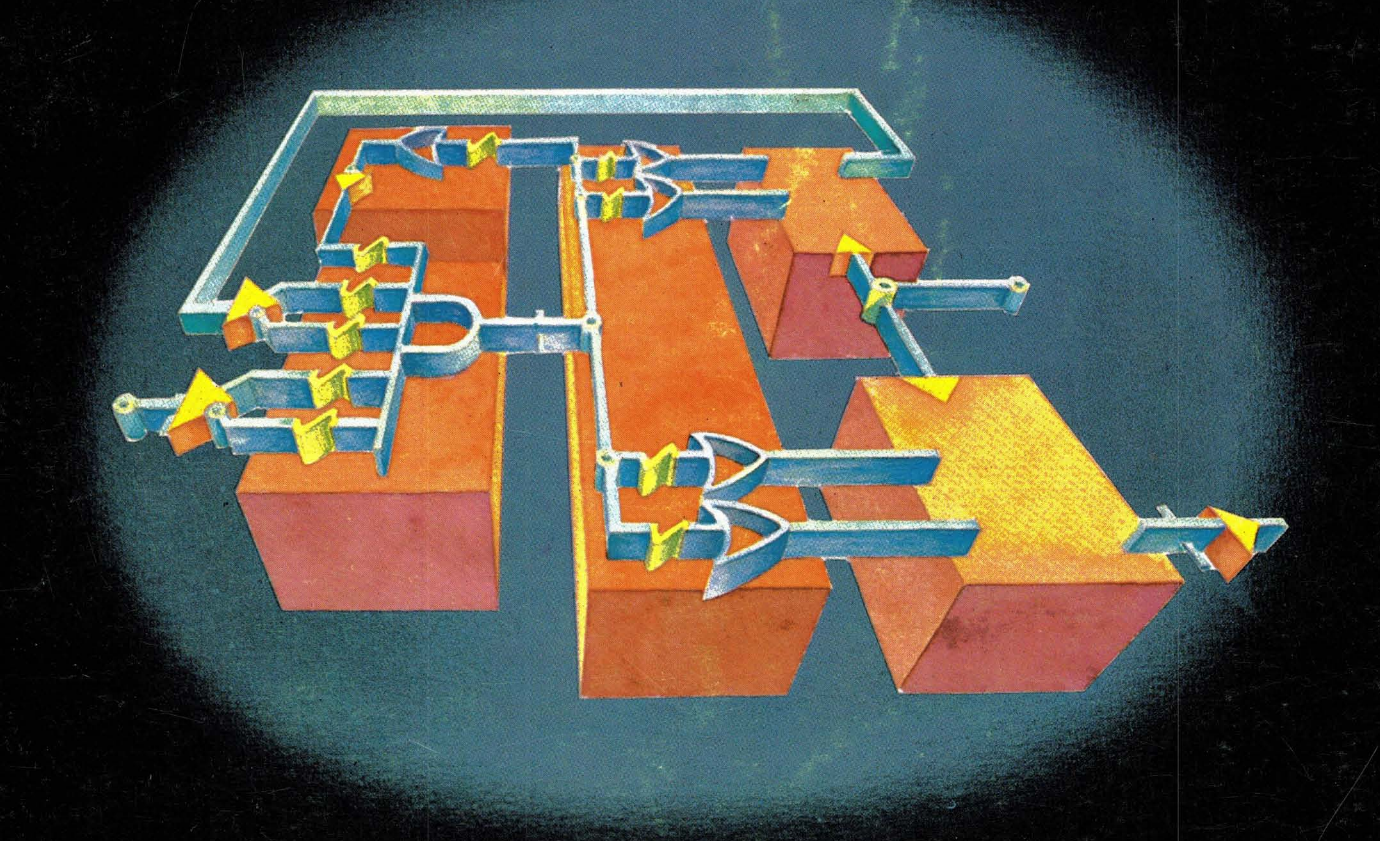
| | Tubo | Bobina |
|---|---|---|
| **20"** | A51-540X | AT 1250 |
| **22"** | A56-540X | AT 1260 |
| **26"** | A66-540X | AT 1270 |


Miniwatt s.a.
**división comercial** **barcelona**-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex n: 54666 copre e **madrid**-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00
**domicilio social y división industrial** **barcelona**-4 paseo zona franca, 15 telf. 331 51 00 telex n: 52523 miniw e

signetics

# Miniwatt

Vol. 21 Núm. 7 Julio 1982 145 ptas.



**Director**

D. Jose M.ª Llevat Grau

**Editor**

Miniwatt, S.A.
Departamento de Publicaciones Técnicas
D. José Albiol Fernández

**Coordinación**

D. Enrique Riverola García
D. Rafael Rizo Aramburu

**Redacción**

D.ª M.ª Dolores Forns-Samsó

**Consejo Asesor de Redacción**

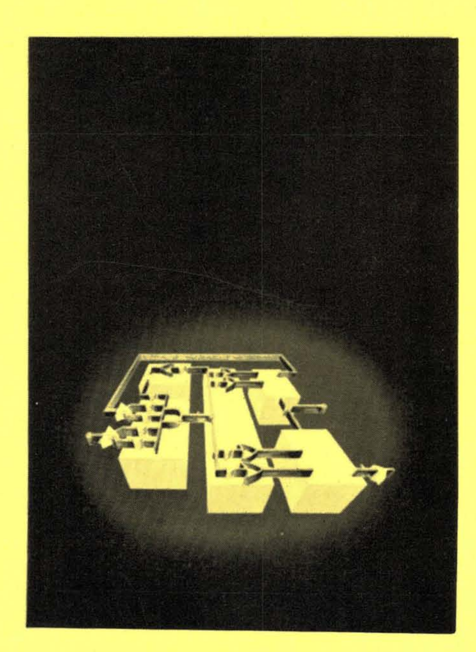
D. Antonio Griñó Berjón
D. Ernesto Tassis Bosch

**Suscripciones**

D.ª M.ª Angeles García Ferrer

**Producción**

GENERAL GRAFIC, S.A.
Caspe, 172
Barcelona-13
Depósito Legal: B-18387-61
ISSN: 0210-2641



**Portada:**

Redes lógicas programables

**Los métodos de diseño tradicionales son caros, precisan de un período de tiempo largo para su desarrollo y usualmente precisan modificaciones previas a su definitiva puesta en marcha. En comparación, las redes lógicas reducen considerablemente la tarea de diseño de funciones.**

signetics

Miniwatt

Vol. 21 Núm. 7 Julio 1982 145 ptas.

## Indice



**Revista Miniwatt**

Publicado por:

Miniwatt, S.A.
Balmes, 22 - Teléfono 301 63 12 - BARCELONA - 7
Suscripción anual (11 números) .................... Ptas. 1.300
Precio ejemplar .................... Ptas. 145
Cambio domicilio .................... Ptas. 25

# Circuito integrado para salida de voz

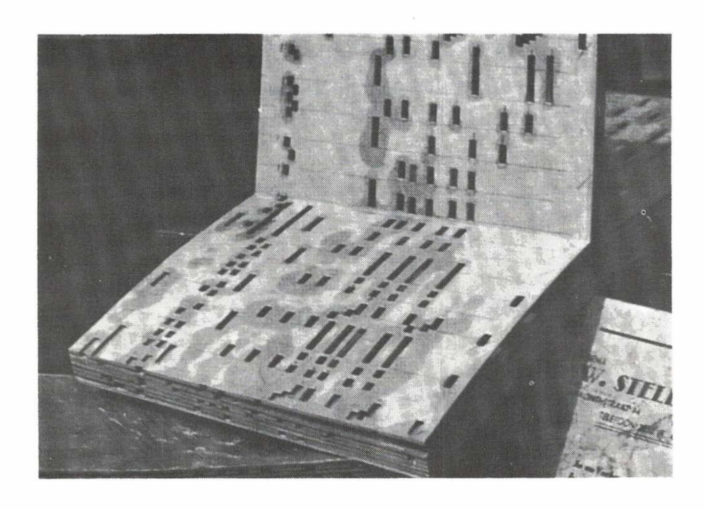
**La barrera de comunicación final entre el hombre y sus máquinas ha sido sobrepasada al disponer ya de circuitos integrados que pueden hablar. En el MEA 8000 para salida de voz que ha sido recientemente desarrollado, totalmente digital, la velocidad de transmisión requerida se ha reducido a un nivel práctico utilizando el principio de síntesis mediante formantes*. El artículo expone los principios de síntesis de voz y explica cada una de las partes del nuevo CI. Se explica asimismo cómo se ha diseñado el CI para un sencillo acoplamiento con un microprocesador.**

Hasta ahora la comunicación entre la máquina y el hombre se ha efectuado principalmente mediante un lenguaje simbólico procedente de visualizadores, estando la comunicación audible limitada a llamadas de alarma procedentes de zumbadores, timbres, campanas o vibradores. La comunicación verbal no ha sido práctica, debido a que el almacenamiento analógico de voz necesitaba del empleo de partes móviles, que prolongaban indebidamente el tiempo de recuperación, y el almacenamiento digital necesitaba un enorme número de bits. El desarrollo de las técnicas de síntesis de voz ha cambiado la situación. Se ha reducido la velocidad de transmisión necesaria en una síntesis digital de voz, en al menos un orden de magnitud. De modo que ahora es económicamente factible abrir una nueva vía de comunicación, un canal de voz, entre la máquina y el hombre. Este canal lo hace posible el sintetizador vocal totalmente digital MEA 8000, recientemente desarrollado.

La figura 1 muestra las etapas de diversos métodos de almacenamiento de la voz. En las etapas 1 y 2 (codificación de la forma de onda), la forma de onda de la voz se almacena, pero la ejecución digital (etapa 2) necesita de una gran capacidad de memoria. Las etapas 3 y 4 requieren una capacidad de memoria mucho más pequeña debido a que la información reiterativa se elimina y se almacenan sólo las características esenciales de los sonidos vocales. Esta "partitura" de voz se utiliza entonces para controlar un instrumento generador de voz (sintetizador vocal). En la etapa 4, el método utilizado en el MEA 8000, la codificación de formantes permite una reducción *posterior* de la velocidad de transmisión necesaria.

Para entender mejor los principios fundamentales de la sintesis vocal, consideremos la siguiente analogía: el mecanismo de la voz humana que se muestra en la figura 2, puede representarse como un instrumento generador de sonido (voz) análogo a un instrumento generador de música tal como el órgano callejero. Para almacenar digitalmente el sonido del órgano callejero, se necesitaría un

**Formante.* Región particular de frecuencias en la cual se concentra la mayor parte de la energía de un sonido vocal.






Para almacenar digitalmente el sonido de este órgano callejero, se necesitaría una velocidad de transmisión muy elevada. Sin embargo, se controla a una velocidad mucho más lenta, mediante una "partitura" almacenada en tarjetas perforadas.

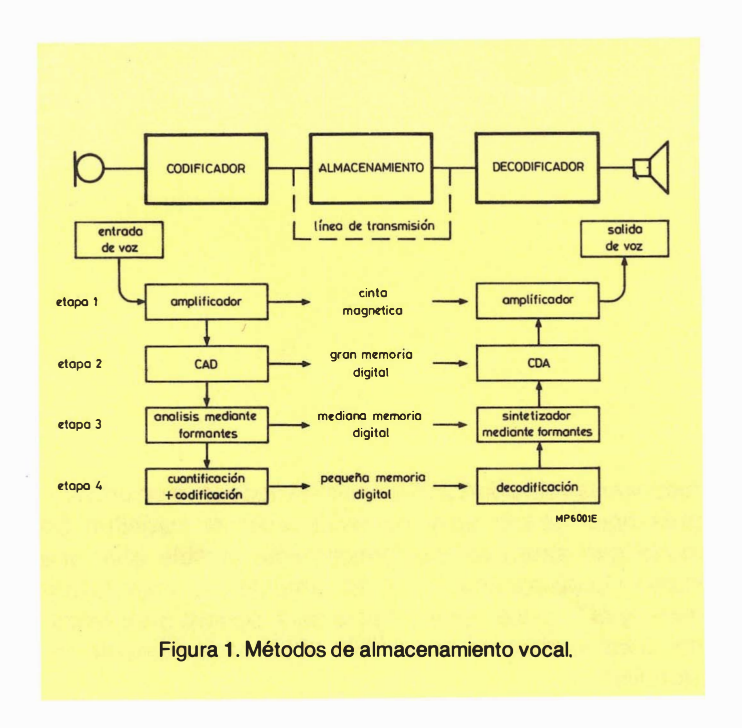



Figura 1. Métodos de almacenamiento vocal.

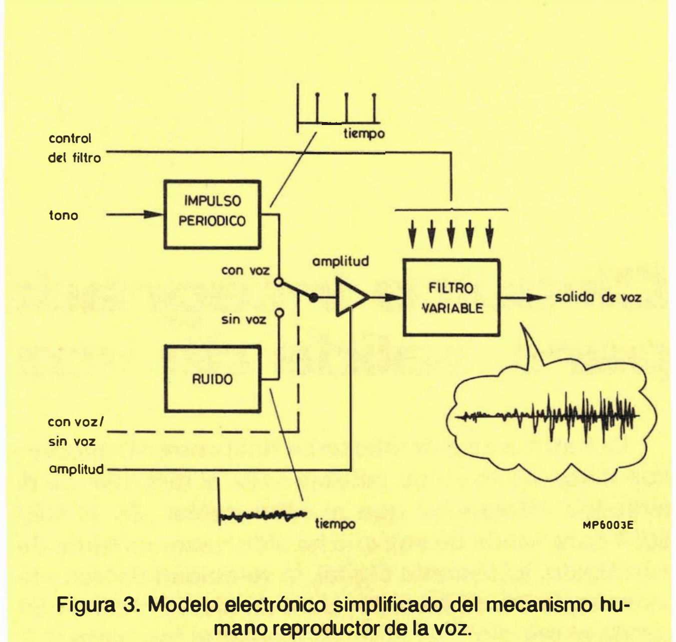



Figura 3. Modelo electrónico simplificado del mecanismo humano reproductor de la voz.

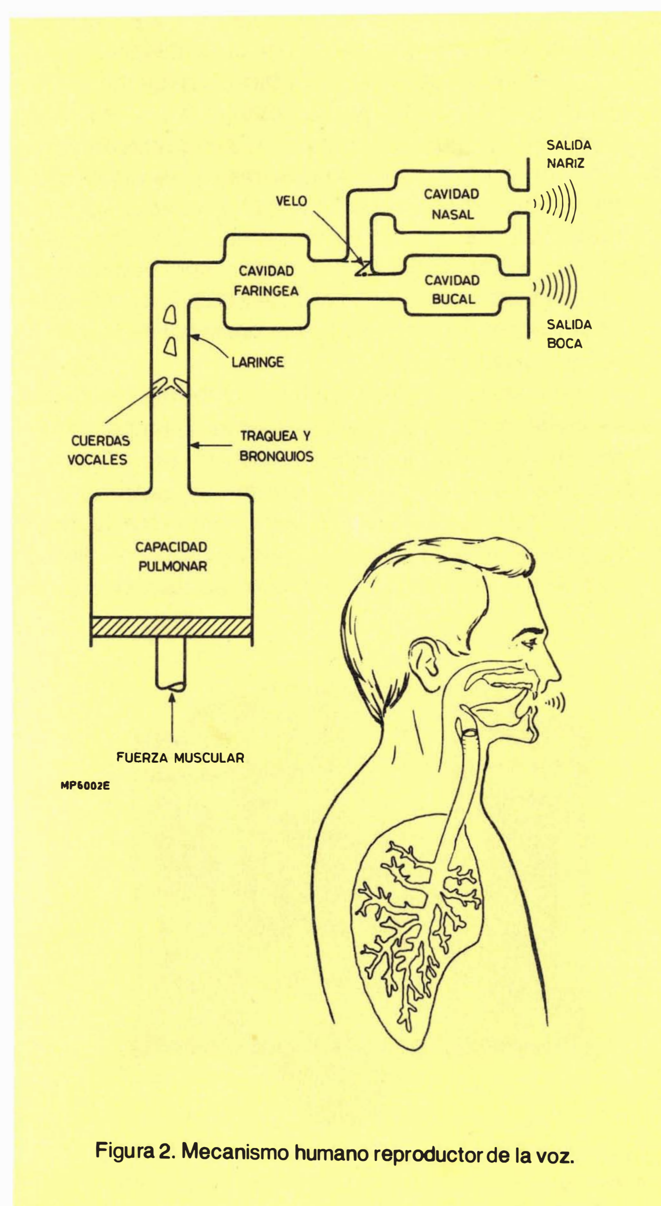
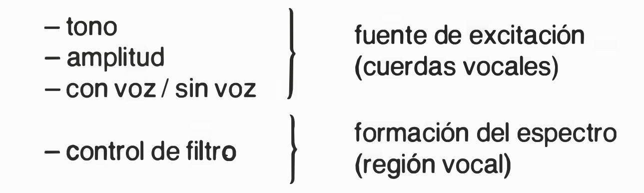



Figura 2. Mecanismo humano reproductor de la voz.

gran número de baudios (bits por segundo), pero se controla a una velocidad mucho menor mediante una "partitura" almacenada en tarjetas perforadas. Esta velocidad de información más reducida, es posible debido a que los datos almacenados no tienen que incluir información que haga referencia a la naturaleza (timbre) del sonido característico de este instrumento.

La velocidad de transmisión para un instrumento generador de voz (sintetizador vocal), se puede reducir igualmente extrayendo la "partitura" de voz que contenga sólo la información de control del instrumento reproductor de voz. Este instrumento, debido a que es un modelo electrónico del mecanismo de la voz humana, reproducirá los sonidos adecuados. La figura 3 es el diagrama de bloques de un modelo electrónico simplificado del mecanismo humano reproductor de la voz. La combinación de una señal periódica que representa el tono (pitch) de la voz original, y una señal no periódica, que representa el sonido sin voz, alimenta a través de un amplificador que controla la amplitud, a un filtro variable que dispone de cuatro resonadores. Los resonadores modifican el sonido de acuerdo con los formantes de la voz original. Cada resonador se controla mediante dos parámetros, uno para la frecuencia de resonancia y otro para el ancho de banda. La información que se necesita para controlar el modelo es:



| | |
|---|---|
| – tono<br>– amplitud<br>– con voz / sin voz | fuente de excitación (cuerdas vocales) |
| – control de filtro | formación del espectro (región vocal) |

Una buena réplica de la voz original se obtiene mediante una actualización periódica de esta información de control.

Una manera de obtener la información de control es utilizar una codificación lineal predictiva (LPC). En ésta, la forma de onda de la voz se muestrea, quedando la muestra

*actual* según la suma ponderada de N muestreos previos, mediante el ajuste de los coeficientes de peso. Estos coeficientes se pueden utilizar durante el proceso de síntesis para definir la respuesta de un filtro digital. Este filtro forma el espectro de frecuencias de la voz. El orden N de predicción deberá ser de al menos ocho para obtener una calidad telefónica de la voz. Con 8 coeficientes de peso de la LPC, es posible extraer las frecuencias centrales y los anchos de banda de los cuatro formantes del espectro de voz. Estos formantes, para oradores normales, representan una resonancia en la región vocal de hasta 4 kHz. En el método utilizado en el MEA 8000, la codificación de formantes permite una posterior reducción de la velocidad de transmisión. La información que se deriva del proceso de codificación consiste entonces en cuatro octetos del código vocal, lo que determina los parámetros de sintetización de la voz, así como la salida de la misma, durante una porción de tiempo llamada marco vocal. La duración de este marco vocal debe ser lo suficientemente larga como para contener un número tal de muestras de voz, que permita calcular los parámetros de la misma, y lo suficientemente corta como para aislar los cambios que se produzcan en los parámetros vocales. En el MEA 8000, la duración del marco vocal es programable y se puede establecer en 8,16, 32 ó 64 milisegundos. En la práctica, la codificación de la voz es un proceso más bien complejo, durante el cual las muestras de voz digitales procedentes de una grabación, son "digitalizadas" por un ordenador para producir el código vocal. Este código se aplica al sintetizador que lo traduce en información del tono, amplitud, con voz/sin voz y control de filtro adecuados. De momento la codificación vocal para el MEA 8000 es un servicio que puede ser realizado únicamente por el fabricante del sintetizador.

Las principales características del MEA 8000 son:

- 4 kHz de ancho de banda para la voz.
- Puede acoplarse directamente con la mayoría de los microordenadores de 8 bits.
- Puede generar melodías.
- Velocidad de transmisión de 500 a 4.000 baudios.
- Dos modos de operación.
- Filtro digital de octavo orden con tres frecuencias formantes programables, una frecuencia formante fija y cuatro anchos de banda formantes programables.
- Tecnología NMOS dinámica.
- Encapsulado en plástico con 24 terminales DIL.
- Corriente típica de consumo, 30 mA a 5 V de alimentación.
- Mínima necesidad de filtro de audio exterior.

## ESTRUCTURA INTERNA DEL MEA 8000

### Sintetizador formante

Investigaciones realizadas han revelado que se puede modelar adecuadamente el espectro de la voz mediante cuatro frecuencias formantes. Más aún, la mayor de estas cuatro frecuencias puede ser constante. La figura 4 es un diagrama de bloques del MEA 8000. Como muestra la figura 5, la fuente de excitación y los cuatro resonadores formantes consisten actualmente en una unidad de multiplicación y suma de 16 bits, que calcula las muestras de voz a una frecuencia de 8 kHz. El sintetizador se controla por once parámetros de 14 bits, que representan el tono, incremento de tono (velocidad o cambio de tono) para operación con voz o selección de ruido para operación sin voz, amplitud, las frecuencias centrales y el ancho de banda de cuatro filtros.

Para simplificar la decodificación, se han utilizado tres multiplicadores en los filtros formantes (*) digitales como

(*) *Filtro formante.* Red conformadora de onda utilizada para modificar la forma de onda de una señal suministrada por un generador de tono.

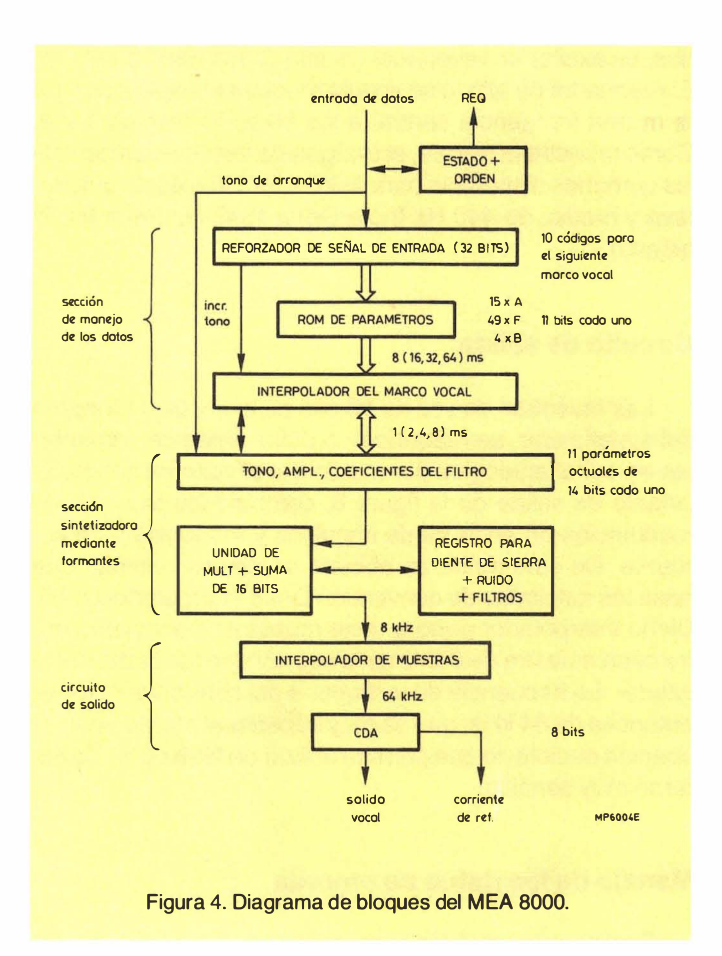



Figura 4. Diagrama de bloques del MEA 8000.

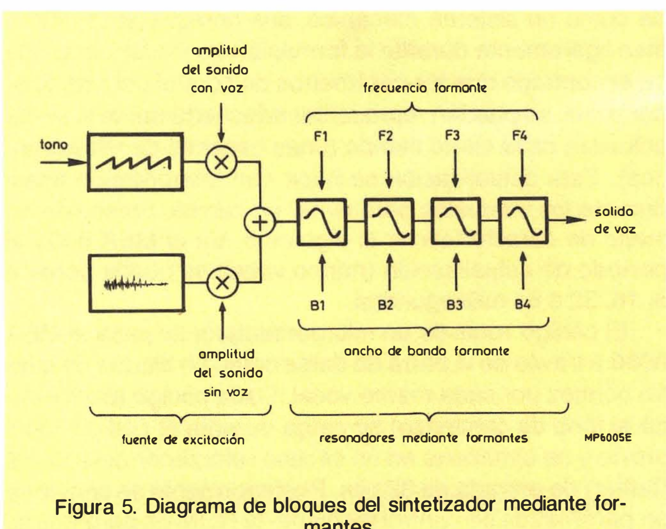



Figura 5. Diagrama de bloques del sintetizador mediante formantes.

muestra la figura 6. Así pues, el ancho de banda y cada frecuencia central determina sólo un parámetro del filtro, y los códigos de la voz se pueden decodificar según unas tablas monodimensionales en la ROM de parámetros. También es factible utilizar sólo dos multiplicadores para los filtros como muestra la figura 7. El parámetro P depende, entonces, tanto de la frecuencia central como del ancho de banda. De esta manera, la ROM tendría que contener unas tablas bidimensionales, lo que supondría cuadriplicar la capacidad de la memoria.

Es bastante común incorporar facilidades para generar sonidos distintos a la voz tal como melodías. Una forma de hacer esto es programar el tono. El método que hemos utilizado, que en nuestra opinión ofrece superiores resultados, es excitar un resonador de alto Q con ruido aleatorio. El resonador de alto Q se simula mediante la aplicación de la misma frecuencia central a los filtros formantes 1 y 2. Como muestra la tabla 4, el margen de frecuencias centrales comunes disponible para estos dos filtros es de una octava y media, de 440 Hz (nota Do) a 1047 Hz (nota MI; 2ª octava).

## Circuito de salida

Las muestras de voz de 16 bits de la sección formante del sintetizador, se redondean a 8 bits antes de convertirlas en señal analógica por medio del circuito de salida. El circuito de salida de la figura 8, combina las técnicas de modulación de anchura de impulsos y modulación de corriente. De este modo se obtiene un sencillo circuito que hace las funciones de conversión D/A e interpolador lineal. Dicho interpolador genera siete muestras adicionales entre cada muestra de 8 kHz de la sección formante del sintetizador. La frecuencia de la muestra del convertidor D/A es entonces de 64 kHz, que es muy superior al margen de frecuencia audible, lo que permite utilizar un filtro de audio externo muy sencillo.

## Manejo de los datos de entrada

Dado que la región vocal humana puede ser considerada como un sistema mecánico, sus características cambian ligeramente durante la formación de los fonemas. Se ha encontrado que los parámetros de control del sintetizador vocal, se pueden representar adecuadamente si se les actualiza cada cierto tiempo (unas decenas de milisegundos). Esta actualización se hace con interposición lineal durante los intervalos para evitar un cambio brusco de un juego de características al siguiente. En el MEA 8000 el período de actualización (marco vocal) se puede poner a 8, 16, 32 ó 64 milisegundos.

El código vocal de un microordenador se pasa al MEA 8000 a través de la barra de datos como un bloque de cuatro octetos por cada marco vocal. Cada código (excluyendo el tono de comienzo) se carga durante el código vocal previo y se almacena en un circuito reforzador de la señal (buffer) de entrada de 32 bits. Posteriormente se convierte en parámetros de control mediante la ROM de parámetros y el interpolador del marco vocal.

La señal de salida se deriva de dos fuentes de intensidad, de drenador abierto, conectadas en paralelo. Una de estas fuentes de intensidad genera la corriente de referencia (I) y la otra genera 16 veces la corriente de referencia (16I). La corriente de referencia directa I se aplica al circuito integrado desde el exterior. Los cuatro bits menos significativos de la muestra de 8 bits procedente del interpola-

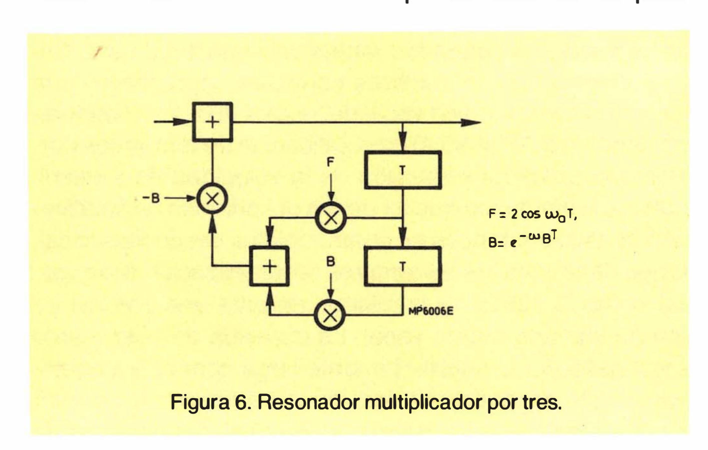


Figura 6. Resonador multiplicador por tres.

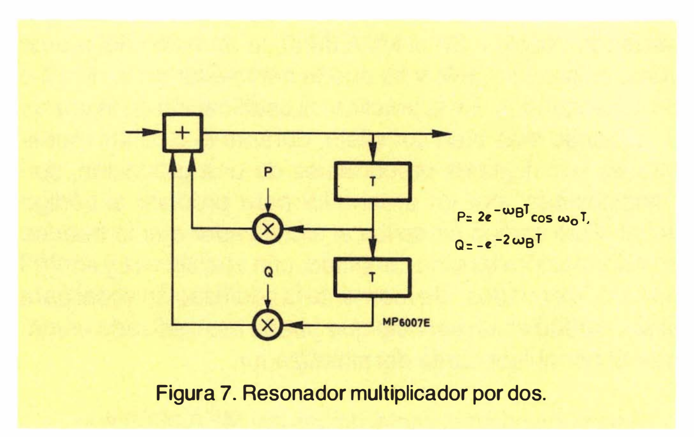


Figura 7. Resonador multiplicador por dos.

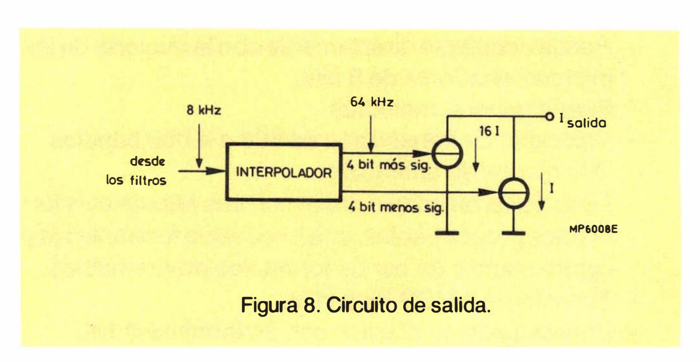


Figura 8. Circuito de salida.

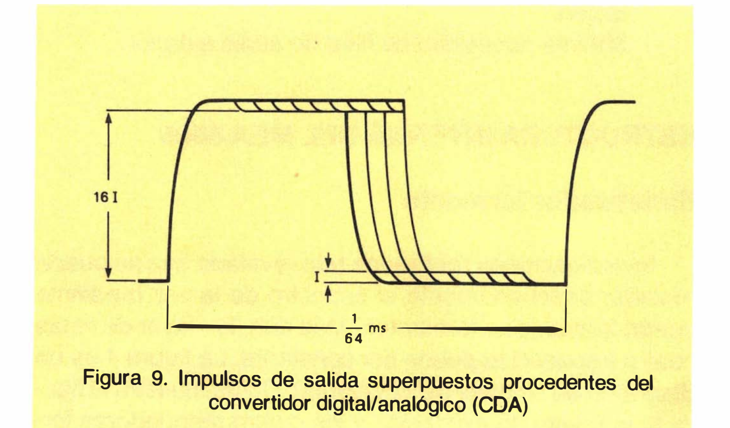


Figura 9. Impulsos de salida superpuestos procedentes del convertidor digital/analógico (CDA)

dor, controlan la duración del impulso procedente del generador de corriente I, y los cuatro bits más significativos controlan la duración del impulso procedente del generador de corriente de 16 I. De esta manera, se pueden generar un promedio de 256 niveles de intensidades de salida.

Para evitar que los tiempos de transición (subida y bajada del impulso) afecten a la corriente media de salida, ambas fuentes de intensidad quedan desactivadas durante al menos dos periodos de reloj, y activadas durante al menos tres periodos de rejol durante cada muestra de 64 kHz. La figura 9 muestra varios impulsos de salida superpuestos con distintas amplitudes y duración. Son evidentes tanto la modulación en amplitud como la modulación por anchura de impulso.

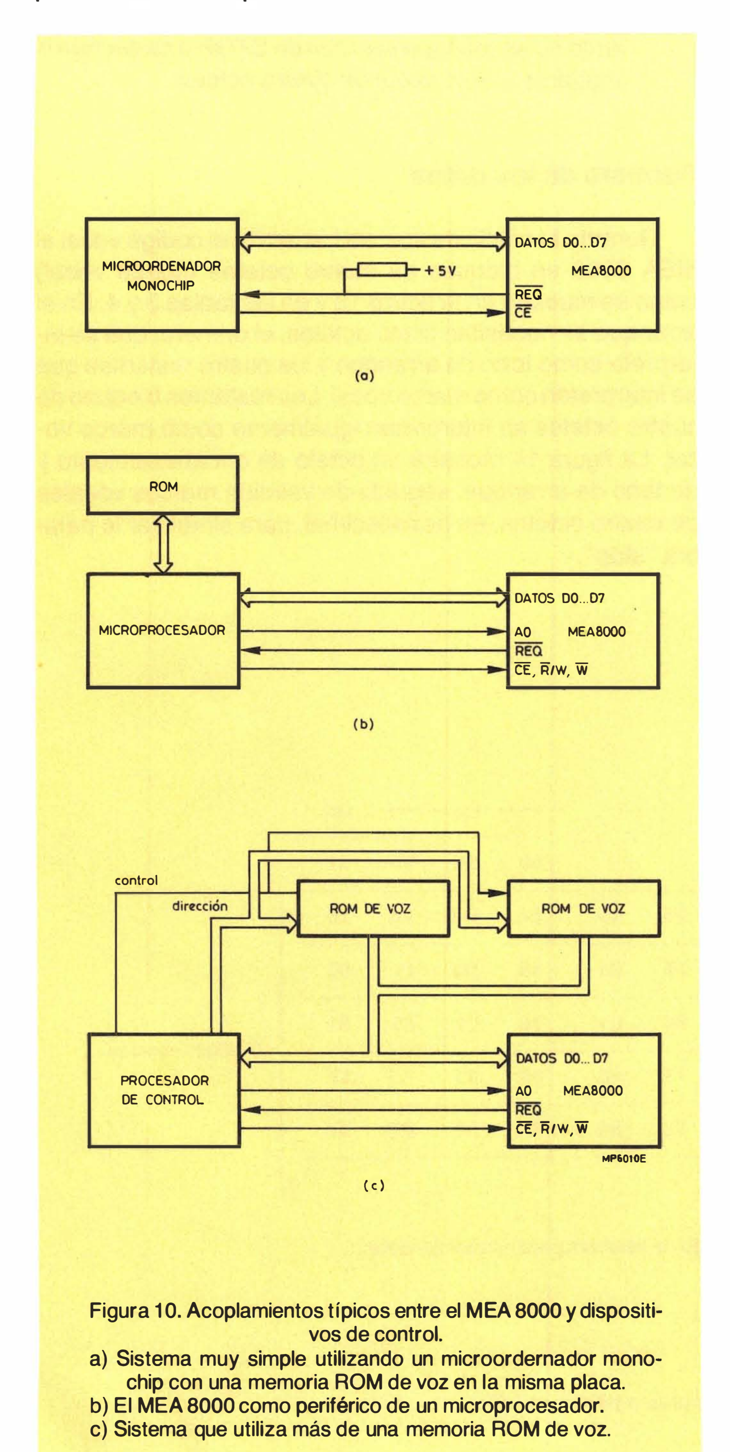



Figura 10. Acoplamientos típicos entre el MEA 8000 y dispositivos de control.
a) Sistema muy simple utilizando un microordernador monochip con una memoria ROM de voz en la misma placa.
b) El MEA 8000 como periférico de un microprocesador.
c) Sistema que utiliza más de una memoria ROM de voz.

## ACOPLAMIENTO DEL MEA 8000

### Temporización

La temporización se puede realizar, bien mediante impulsos procedentes de un oscilador interno controlado por un cristal exterior de 3,84 MHz a 4 MHz, o bien por impulsos de reloj aplicados desde el exterior, con el mismo margen de frecuencias, a una entrada compatible con TTL. También están disponibles en un terminal de salida impulsos a un tercio de la frecuencia de reloj.

### Acoplamiento de control

El hecho de que el MEA 8000 sea un periférico de microordenador queda reflejado en la forma en que se efectúan las conexiones de control, tal como se muestra en los ejemplos de acoplamiento de la figura 10. Un software de control típico necesita entre 50 y 100 octetos de código máquina. Las funciones de control y entradas de datos del MEA 8000 son:

- CE activa el circuito (BAJO activo)
- W controla la operación de escritura (BAJO activo)
- R/W controla la operación de lectura (BAJO activo)
- AO direcciona el reforzador de señal (buffer) de entrada (AO = 0) o el registro de órdenes (AO = 1) durante la operación de escritura.
- D0-D7, barra de datos. La línea D7 es bidireccional para permitir que se pueda ler el bit de estado.

Las entradas de control CE, W y R/W se pueden utilizar en diferentes combinaciones para realizar acoplamientos sencillos con una amplia variedad de microprocesadores y microordenadores. La tabla de verdad de la entrada de control se da en la tabla 1. Las figuras 11 y 12 muestran dos maneras de utilizar las entradas de control para acoplar el MEA 8000 a los microordenadores mas conocidos.

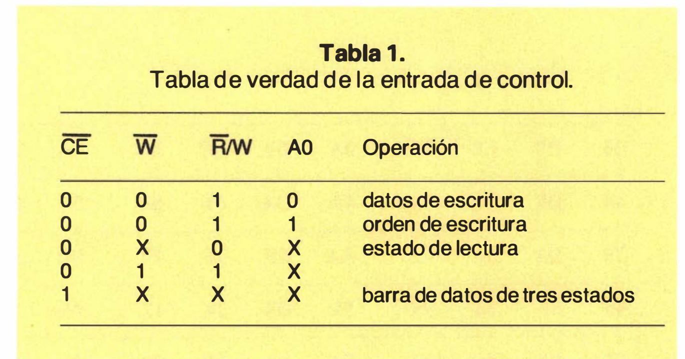


**Tabla 1.**
Tabla de verdad de la entrada de control.

| CE | W | R/W | A0 | Operación |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 | 0 | datos de escritura |
| 0 | 0 | 1 | 1 | orden de escritura |
| 0 | X | 0 | X | estado de lectura |
| 0 | 1 | 1 | X | |
| 1 | X | X | X | barra de datos de tres estados |

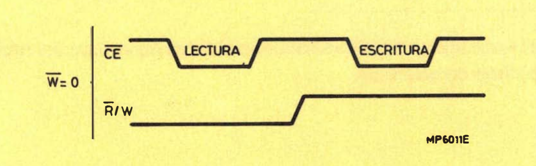



Figura 11. Preparación del dispositivo (CE) utilizado como lectura o selección de escritura.

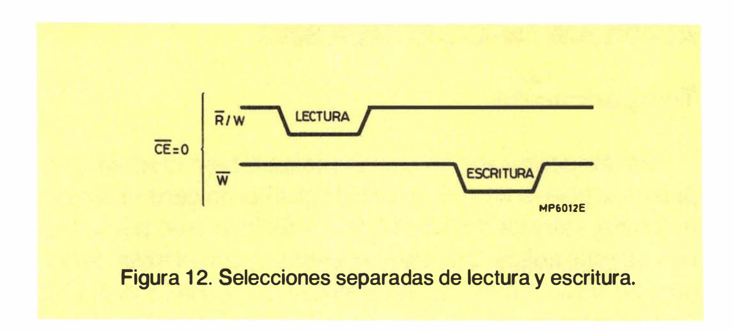



Figura 12. Selecciones separadas de lectura y escritura.

## Palabra de orden

La palabra de orden se escribe en el MEA 8000 a través de las líneas D4-D0 de la barra de datos, como se muestra en la tabla 2 y en la figura 13. Los bits D1 y D0 de la palabra de orden activan la salida $\overline{REQ}$ que transporta el bit de estado. Este señala una petición del siguiente octeto del código vocal. El bit D4 silencia el sintetizador inmediatamente, pero el modo de inicialización no resulta afectado. Los bits D3 y D2 seleccionan uno de los siguientes modos de operación:

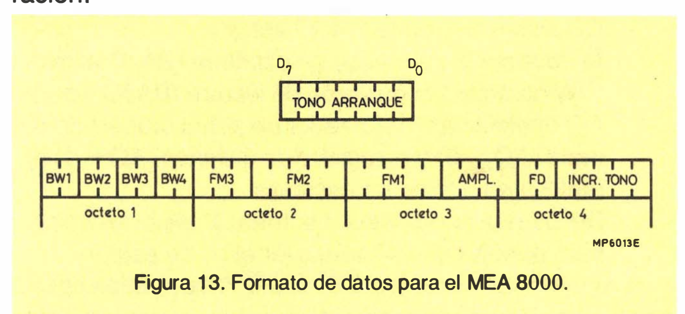



Figura 13. Formato de datos para el MEA 8000.

– PARADA LENTA. Después de la inicialización de conexión del circuito, éste queda en este modo y la salida $\overline{REQ}$ se desactiva. El sintetizador queda en silencio. En la salida de voz se empiezan a recibir cinco octetos del código vocal (tono de comienzo más el primer marco vocal).
Si el siguiente marco vocal se escribe antes de que termine el marco vocal en curso, la salida de voz continua. Si no se llega a recibir el siguiente marco vocal antes de que acabe el que está en curso, el sintetizador repite el último marco vocal en amplitud decreciente y queda en silencio.

– CONTINUO. Este modo de operación es similar al anterior, pero si la alimentación del código vocal se interrumpe, se repite el último marco vocal mientras tanto no se reciba una orden de STOP o se escriba el siguiente marco vocal de cuatro octetos.

## Formato de los datos

Durante la salida de voz, se transmite el código vocal al MEA 8000 en bloques de cuatro octetos (marco vocal) como se muestra en la figura 13 y en las tablas 3 y 4. En el arranque se necesitan cinco octetos; el primero, que se interpreta como tono de arranque y los cuatro restantes que se interpretan como marco vocal. Los restantes bloques de cuatro octetos se interpretan igualmente como marco vocal. La figura 14 muestra un octeto de encabezamiento y de tono de arranque, seguido de veintiún marcos vocales de cuatro octetos, en hexadecimal, para sintetizar la palabra "stop".

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | | | | | | | (a) | | | (b) |
| | | | | | | | | | | | | 00 | 58 | 00 | 31 |
| 05 | D2 | FE | 50 | 0A | D7 | FE | 70 | 1A | D8 | F5 | 90 | 1A | D8 | F0 | 10 |
| 44 | D9 | F8 | 70 | 48 | DA | FF | B0 | 08 | DB | FF | 90 | 46 | DB | FF | 02 |
| 79 | D1 | 67 | 0F | AA | CF | 9F | 7E | BB | AD | 96 | C1 | 96 | CC | 85 | BE |
| 46 | 8F | B4 | 99 | 55 | D7 | 24 | 12 | 45 | B6 | 13 | 9E | 05 | B5 | A3 | 1F |
| 05 | B5 | A0 | 00 | 2A | B3 | B0 | 70 | 59 | B3 | E5 | B0 | 2A | B2 | DD | B0 |
| 19 | B2 | ED | 90 | | | | | | | | | | | | |

Códigos vocales.

a) encabezamiento que contiene octetos de conteo del archivo de código de palabras para microordenador;
b) tono de arranque.

Figura 14. Códigos vocales para la palabra "stop".

## Circuito de salida de audio

La figura 15 muestra una sencilla etapa de salida de audio de 25 mW para el MEA 8000. Si se necesita más potencia de salida, se puede obtener de un circuito integrado amplificador de audio tal como el TDA 1011. Se obtiene la mejor calidad de voz si se utiliza un filtro de audio con las características de transferencia que se muestran en la figura 16.

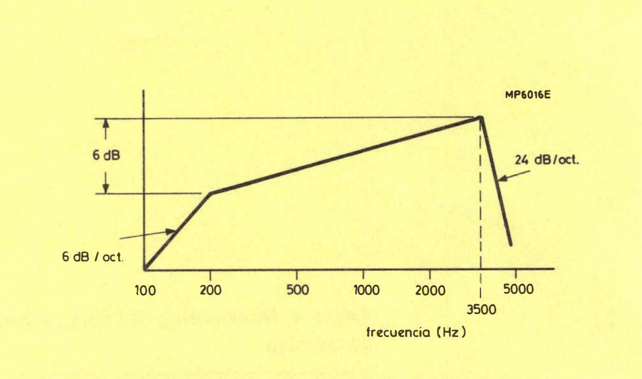



Figura 16. Características de transferencia del filtro de salida para obtener una calidad óptima de voz.

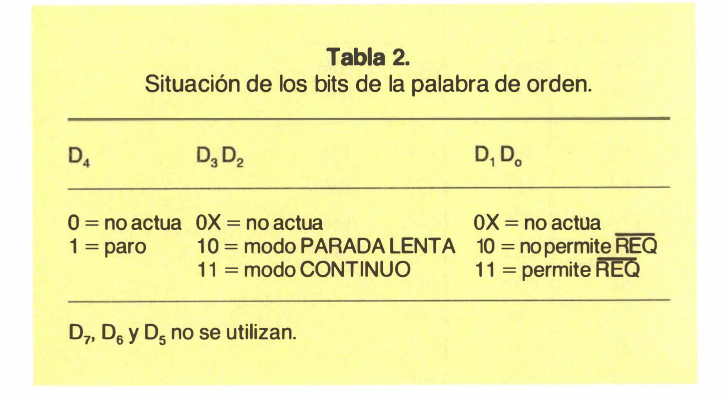
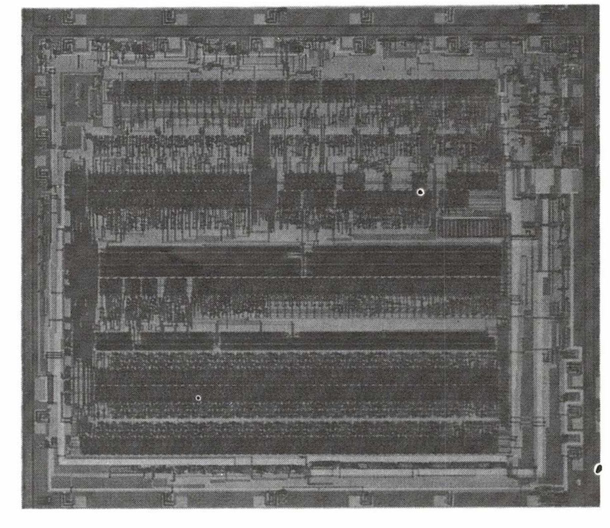


**Tabla 2.**
Situación de los bits de la palabra de orden.

| $D_4$ | $D_3 D_2$ | $D_1 D_0$ |
|---|---|---|
| 0 = no actua | 0X = no actua | 0X = no actua |
| 1 = paro | 10 = modo PARADA LENTA | 10 = no permite $\overline{REQ}$ |
| | 11 = modo CONTINUO | 11 = permite $\overline{REQ}$ |

$D_7$, $D_6$ y $D_5$ no se utilizan.



El cristal del MEA 8000.

**Tabla 3**
Situación de los bits de código vocal

| código | bits | parámetro |
|---|---|---|
| tono | 8 | valor inicial para tono |
| FD | 2 | duración del marco vocal |
| PI | 5 | incremento de tono (relación de cambio) o selección de ruido. |
| AMPL | 4 | amplitud |
| FM1 | 5 | frecuencia del 1er formante |
| FM2 | 5 | frecuencia del 2º formante |
| FM3 | 3 | frecuencia del 3er formante |
| FM4 | 0 | frecuencia del 4º formante |
| BW1 | 2 | ancho de banda del 1er formante |
| BW2 | 2 | ancho de banda del 2º formante |
| BW3 | 2 | ancho de banda del 3er formante |
| BW4 | 2 | ancho de banda del 4º formante |

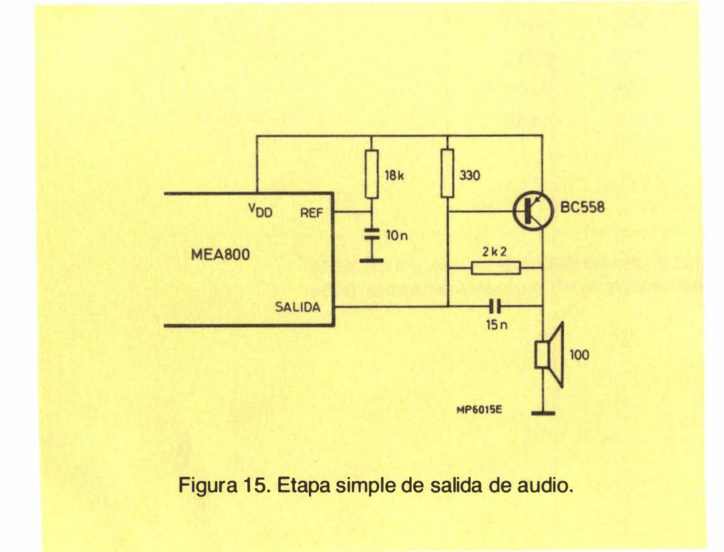
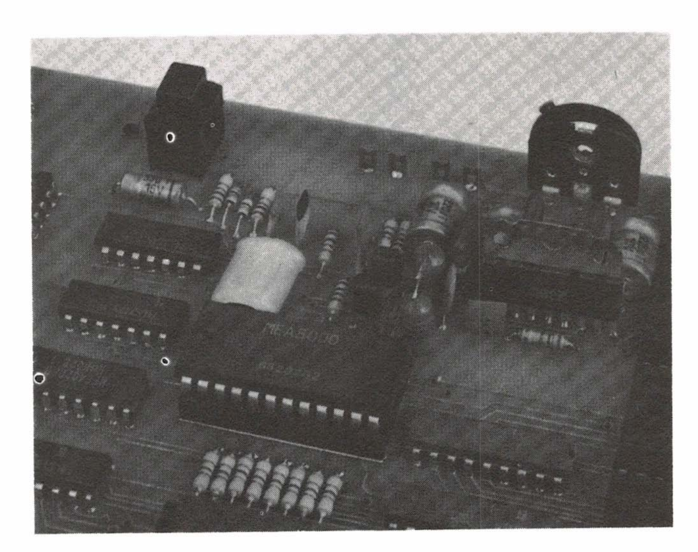



Figura 15. Etapa simple de salida de audio.



Parte de una tarjeta de exhibición con el sintetizador vocal MEA 8000 y una etapa integrada de salida TDA 1011.

**Tabla 4.** Parámetros del código vocal cuando se utiliza un reloj de 3,84 MHz de frecuencia.

| código binario | FD (ms) | tono (Hz) | incr. tono Hz/8 ms | ampl. | FM1 (Hz) | FM2 (Hz) | FM3 (Hz) | BW (Hz) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 8 | 0 | 0 | 0 | 150 | 440 | 1179 | 726 |
| 1 | 16 | 2 | 1 | 0.008 | 162 | 466 | 1337 | 309 |
| 2 | 32 | 4 | 2 | 0.011 | 174 | 494 | 1528 | 125 |
| 3 | 64 | 6 | 3 | 0.016 | 188 | 523 | 1761 | 50 |
| 4 | | 8 | 4 | 0.022 | 202 | 554 | 2047 | |
| 5 | | 10 | 5 | 0.031 | 217 | 587 | 2400 | |
| 6 | | 12 | 6 | 0.044 | 233 | 622 | 2842 | |
| 7 | | 14 | 7 | 0.062 | 250 | 659 | 3400 | |
| 8 | | 16 | 8 | 0.088 | 267 | 698 | | |
| 9 | | 18 | 9 | 0.125 | 286 | 740 | | |
| 10 | | 20 | 10 | 0.177 | 305 | 784 | | |
| 11 | | 22 | 11 | 0.250 | 325 | 830 | | |
| 12 | | 24 | 12 | 0.354 | 346 | 880 | | |
| 13 | | 26 | 13 | 0.500 | 368 | 932 | | |
| 14 | | 28 | 14 | 0.707 | 391 | 988 | | |
| 15 | | 30 | 15 | 1.00 | 415 | 1047 | | |
| 16 | | 32 | ruido | | 440 | 1110 | | |
| 17 | | 34 | −15 | | 466 | 1179 | | |
| 18 | | 36 | −14 | | 494 | 1254 | | |
| 19 | | 38 | −13 | | 523 | 1337 | | |
| 20 | | 40 | −12 | | 554 | 1428 | | |
| 21 | | 42 | −11 | | 587 | 1528 | | |
| 22 | | 44 | −10 | | 622 | 1639 | | |
| 23 | | 46 | −9 | | 659 | 1761 | | |
| 24 | | 48 | −8 | | 698 | 1897 | | |
| 25 | | 50 | −7 | | 740 | 2047 | | |
| 26 | | 52 | −6 | | 784 | 2214 | | |
| 27 | | 54 | −5 | | 830 | 2400 | | |
| 28 | | 56 | −5 | | 880 | 2609 | | |
| 29 | | 58 | −3 | | 932 | 2842 | | |
| 30 | | 60 | −2 | | 988 | 3105 | | |
| 31 | | 62 | −1 | | 1047 | 3400 | | |
| ⋮ | | ⋮ | | | | | | |
| 255 | | 510 | | | | | | |

La frecuencia de FM4 se fija a 3500 Hz. La columna de ancho de banda se aplica a los cuatro filtros. Para valores exactos, los valores de las columnas tono e incremento de tono se deberán multiplicar por 1.024.

# Introducción a la fuente de alimentación resonante en serie

**Los recientemente introducidos tiristores bloqueables por puerta (GTO) han hecho posible la construcción de fuentes de alimentación resonantes en serie alimentadas por la red (SRPS) que son más eficientes que las fuentes de alimentación conmutadas y que además provocan una mínima contaminación de la red. Este artículo describe la teoría de funcionamiento de las SRPS y presenta diez maneras de conectar la carga al circuito.**

Existe desde hace tiempo la necesidad de una alternativa más pequeña y más eficiente a la combinación formada por transformador / rectificador / regulador serie para obtener una alimentación contínua, constante y aislada a partir de la red. El desarrollo de transistores de conmutación de alta tensión como los de serie BUX80, permitió la construcción de fuentes de alimentación conmutadas que significaron un notable acercamiento a esta necesidad, pero que estan todavía lejos de proporcionar una solución ideal al problema. Los principales inconvenientes de las fuentes conmutadas, cuando son alimentadas a partir de la red, son su limitada eficiencia debida a las pérdidas de conmutación y a la disipación en las redes RC limitadoras del dV/dt, la contaminación de la red y las interferencias de R.F debidas a la generación de formas de onda de corriente casi rectangulares, el difícil diseño del transformador, y la necesidad de un circuito de control complicado para asegurar un funcionamiento contínuo con carga en circuito abierto o en cortocircuito. Un circuito que supera estos inconvenientes es el de la fuente de alimentación resonante en serie (SRPS) que incorpora un inversor en el que un conmutador semiconductor mantiene una oscilación senodial en una red LC resonante en serie. Aunque las corrientes senoidales de alta frecuencia generadas en las SRPS permiten que éstas sean compactas y eficientes, con muchísima menos contaminación de la red, e interferencias de RF que las fuentes conmutadas, su uso queda restringido hasta ahora a fuentes de alimentación de baja tensión debido a la carencia de conmutadores semiconductores de alta tensión con las adecuadas bajas pérdidas.

La gama de GTOs recientemente introducida (Revista Miniwatt vol. 20, nº 4 y vol. 21, nºs 3 y 5) con valores del producto tensión-corriente elevados, conmutación rápida y simple y excitación como un transistor, permite ahora la construcción de fuentes resonantes serie que pueden operar a partir de la red rectificada y que indudablemente reemplazarán a las fuentes conmutadas en la conversión controlada de energía de la red en aplicaciones tales como receptores de televisión , accionamientos industriales, alumbrado fluorescente, hornos inductivos y de microondas. Las SRPS son también adecuadas para controlar la velocidad de motores de c.c. excitados en serie en electrodomésticos y para reducir la distorsión armónica de la red actuando como etapa separadora entre la red y otra fuente de alimentación de c.c. Las principales ventajas de las SRPS son:

- Es un convertidor de energía con un rendimiento superior al 90%,
- Provoca una contaminación mínima de la red porque la corriente de entrada puede ser senoidal de 50 Hz en fase con la tensión de la misma.
- Se puede construir con un único elemento inductivo (transformador) de fácil diseño que proporciona además el aislamiento de la red.
- Continúa funcionando con la salida en cortocircuito. Tambien continúa suministrando una alimentación bien estabilizada cuando la carga no está conectada.
- Puede estar provista de arranque automático sin necesidad de un pequeño transformador de 50 Hz que alimente el circuito de control del GTO.

**Resumen de GTOs para fuentes de alimentación resonantes en serie (SRPS)**

| número de tipo | $V_{DRM}$ (A) | $I_{TCRM}$ (A) | $I_{T(AV)}$ (A) | cápsula |
|---|---|---|---|---|
| BT157 | 1500 | 10 | 2,2 | TO-220 |
| | 1300 | 10 | 2,2 | TO-220 |
| BTW58 | 1500 | 25 | 6,5 | TO-220 |
| | 1300 | 25 | 6,5 | TO-220 |
| | 1000 | 25 | 6,5 | TO-220 |
| BTW59* | 1500 | 50 | 12,0 | TO-238 |
| | 1300 | 50 | 12,0 | TO-238 |

*Con base aislada

## PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO DE LAS SRPS

La figura 1 es el circuito básico de una SRPS, cuyo principio de funcionamiento depende de la generación de corriente alterna senoidal en el circuito $L_1$ $C_1$ $C_o$.

Para garantizar la auto-oscilación, los valores de los componentes deben cumplir dos condiciones. La inductancia de $L_s$ debe ser por lo menos diez veces la de $L_1$, y el valor de $C_0$ debe ser por lo menos el doble de $C_1$. Primero se describe el funcionamiento del circuito sin la carga conectada a $V_o$ y con un periodo de conducción del GTO muy breve. Después sigue una descripción del funcionamiento del circuito en condiciones similares pero con un periodo de conducción del GTO más prolongado. Como el comportamiento de la SRPS es complejo (en algunas funciones como una red de cuarto orden), un análisis completo del circuito es únicamente posible con la ayuda de un computador; por ello, estas descripciones teóricas están destinadas solamente a proporcionar unos conocimientos básicos del funcionamiento del circuito y están complementadas con representaciones de las formas de onda de la tensión y la corriente, obtenidas mediante el análisis por computador del circuito básico. Este artículo termina con una descripción de diez maneras de conectar la carga a la SRPS.

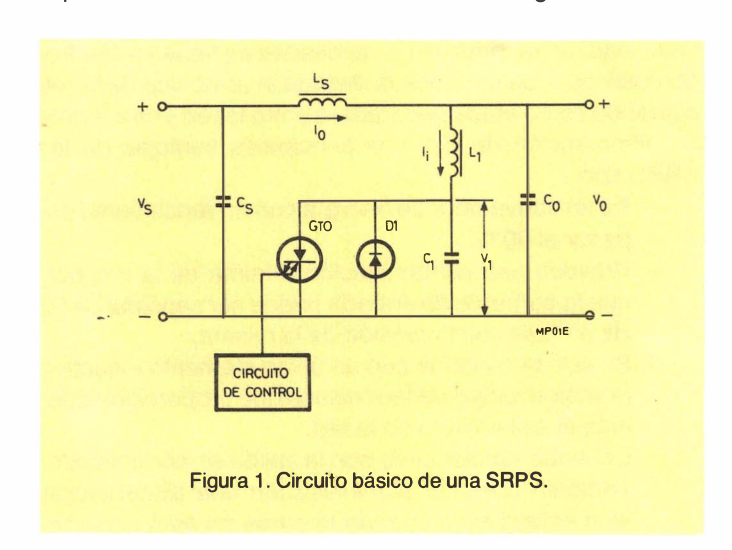



Figura 1. Circuito básico de una SRPS.

### Circuito sin carga y con un breve periodo de conducción del GTO

Las formas de onda de este modo de funcionamiento se dan en la figura 2. Como $L_s \gg L_1$, e $I_o$ es muy pequeña, la influencia de $L_s$ e $I_o$ en el circuito puede despreciarse en esta descripción simplificada.

En condiciones iniciales, con el GTO bloqueado, $C_l$ está cargado a $V_s$. Supóngase que el GTO conduce durante un tiempo muy corto, justo el necesario para descargar a $C_1$. Además, supóngase que la corriente $I_1$ es despreciable durante este breve tiempo de conducción del GTO. Cuando el GTO es llevado a bloqueo, la corriente $I_1$ oscila senoidalmente alrededor de cero a la frecuencia de resonancia del circuito formado por $L_1$ y $C_o$ y $C_1$ en serie.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{(L_1\ C_{tot})}}$$

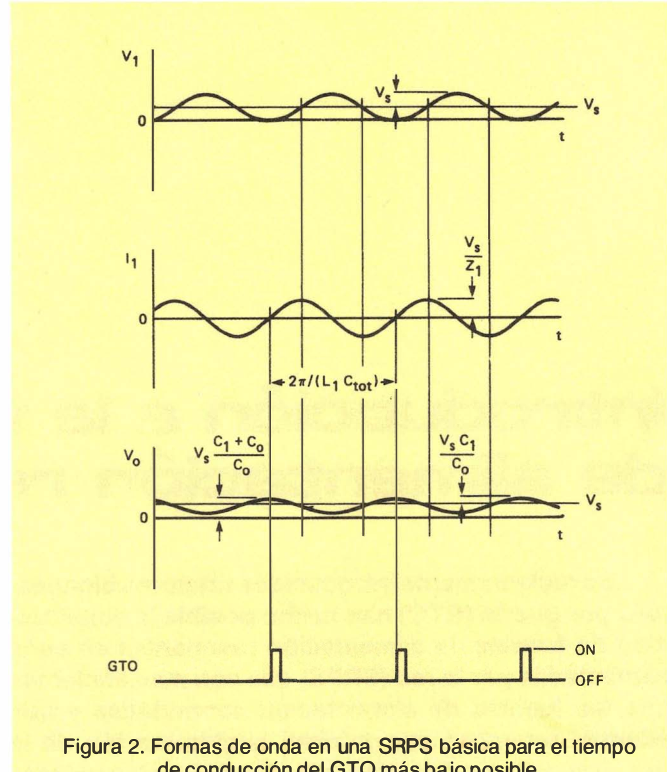



Figura 2. Formas de onda en una SRPS básica para el tiempo de conducción del GTO más bajo posible.

en donde

$$C_{tot} = \frac{C_1 C_o}{C_1 + C_o}$$

La corriente de pico oscilante es igual a la tensión de alimentación dividido por la impedancia del circuito resonante ($Z_1$)

$$\hat{I}_1 = \frac{V_s}{Z_1} = V_s \sqrt{\frac{C_{tot}}{L_1}}$$

que tiene un valor instantáneo igual a:

$$I_1 = \frac{V_s}{Z_1} \operatorname{sen} \omega t$$

Para que el circuito auto-oscile de manera estable, el nivel mínimo de $V_1$ debe alcanzar el valor cero durante cada ciclo. Por lo tanto, el valor instatáneo de $V_1$ está determinado por

$$V_1 = V_s\,(1 - \cos \omega t) \qquad (2)$$
$$\hat{V}_1 = 2V_s$$

cuya componente alterna es

$$\hat{V}_{1\ c.a.} = \hat{V}_1 - V_s = V_s$$

Esta tensión oscila por lo tanto senoidalmente entre 0 V y $2V_s$ y tiene un valor medio igual a la tensión de alimentación ($V_s$). Como puede suponerse, el valor medio de la

rriente oscilante $I_1$ debe ser cero, evidentemente cuando no se extrae energía de la fuente, es decir cuando la salida del circuito está sin cargar.

La relación $V_o/V_1$ es determinada por la relación entre los valores de $C_1$ y $C_o$. El valor de pico de $V_o$ es

$$\hat{V}_o = V_s + \frac{\hat{V}_1 C_1}{2C_o} = V_s \frac{C_1 + C_o}{C_o}$$

y su componente alterna

$$\hat{V}_{o\,c.a.} = \hat{V}_o - V_s = V_s \frac{C_1}{C_o} \qquad (3)$$

## Circuito sin carga con un período de conducción del GTO más prolongado

La figura 3 muestra las formas de onda de este modo de funcionamiento. Si se hace que el período de conducción del GTO sea más largo que justamente el necesario para descargar $C_1$ en el instante del bloqueo, fluye a través de $L_1$ una corriente considerable debida a $I_o$ y a la descarga de $C_o$. A este valor de $I_1$ se le llama $I_{off}$. La corriente oscilante de pico $V_s/Z_1$ de la ecuación (1) aumenta en proporción a la relación entre $I_{off}$ y $V_s/Z_1$ en un factor

$$M = \sqrt{\left[\left(\frac{I_{off} Z_1}{V_s}\right)^2 + 1\right]}$$

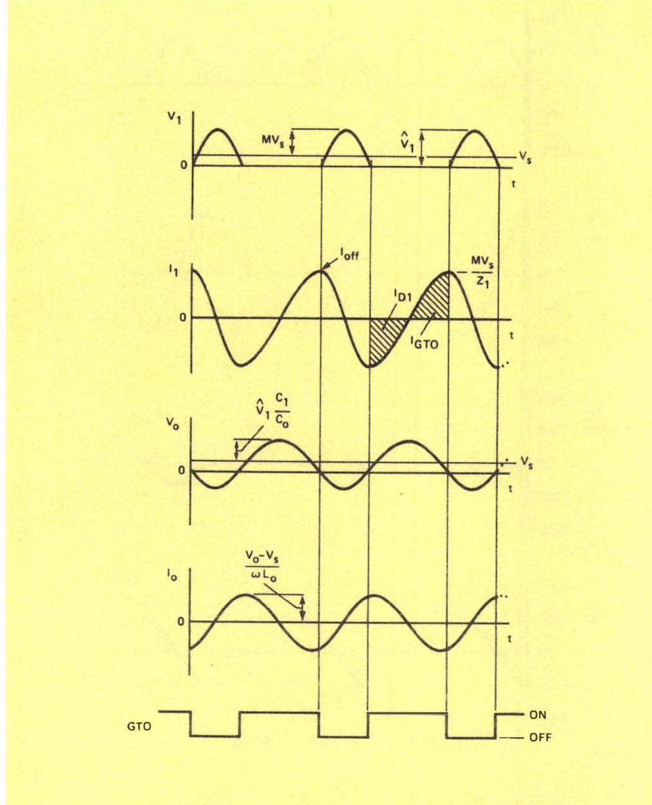



Figura 3. Formas de onda para el tiempo de conducción del GTO lo más prolongado posible y $V_1$ = 1200 V máx., $V_s$ = 300 V, $C_1$ = 10 nF, $C_o$ = 22 nF, $L_o$ = 10 mH, $L_1$ = 1 mH, M = 3.

La corriente de pico a través de $L_1$ será por lo tanto

$$\hat{I}_1 = \frac{MV_s}{Z_1} \qquad (4)$$

La tensión de pico en $C_1$ en la ecuación (2) era igual a $V_s$ por encima de su valor medio que era tambien igual a $V_s$. Ahora el valor de $V_1$ sube por encima de $V_s$ según el valor del factor de multiplicación M, con lo que

$$\hat{V}_1 = V_s + MV_s = V_s (M + 1) \qquad (5)$$

cuya componente alterna es

$$\hat{V}_{1\,c.a.} = MV_s$$

Despejando en la ecuación (5) el factor de multiplicación y considerando su valor máximo admisible según la tensión de alimentación y la tensión de pico máxima en el GTO se obtiene

$$M_{max} = \frac{\hat{V}_1}{V_s} - 1 \qquad (6)$$

La componente alterna de la tensión de salida es $V_{1c.a.}$ multiplicada por la relación $C_1/C_0$, lo que da

$$\hat{V}_{o\,c.a.} = \frac{\hat{V}_{1\,c.a.} C_1}{C_o} = \frac{MV_s C_1}{C_o} \qquad (7)$$

## Margen de control de la tensión en la SRPS básica

Suponiéndo que $V_s$ es la tensión de red rectificada (300 V) y que la tensión máxima de pico admisible en el GTO ($\hat{V}_1$) es de 1200 V, según la ecuación (6) el máximo factor de multiplicación es igual a 3 y, según la ecuación (4), la corriente de pico máxima a través de $L_1$ es

$$\hat{I}_1 = \frac{3V_s}{Z_1} \qquad (8)$$

La comparación entre las ecuaciones (1) y (8) muestra que la corriente de pico a través de $L_1$ aumenta triplicándose cuando el periodo de conducción del GTO es aumentado hasta el máximo que permite la tensión de pico en el GTO ($\hat{V}_1$).Comparando las ecuaciones (2) y (5) se ve que, con M = 3, la tensión de pico en el GTO aumenta desde $2V_s$ = 600 V a $4V_s$ = 1.200 V cuando el periodo de conducción del GTO pasa de mínimo a máximo. La comparación entre las ecuaciones (3) y (7) muestra que, con $C_1/C_o$ = 0,5, el márgen de control de la componente alterna de $V_o$ es

$$V_{o\,c.a.\,min} = 0.5\, V_s = 150\, V$$
$$V_{o\,c.a.\,max} = 1.5\, V_s = 450\, V$$

El circuito puede por lo tanto ser utilizado como convertidor de energía con una tensión controlable dentro de un

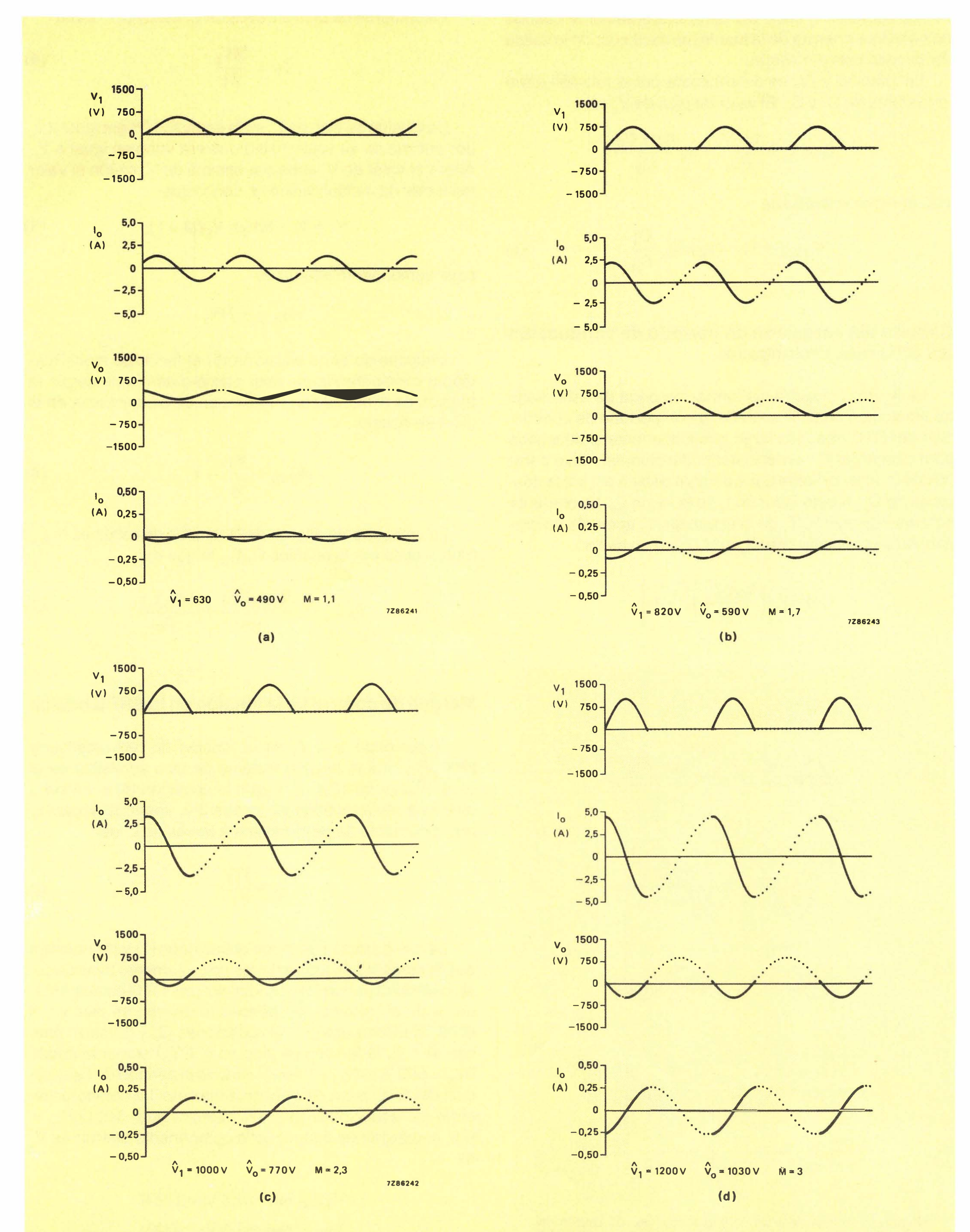



Figura 4. Representación efectuada con computador de las formas de onda en el circuito de la figura 1 con $V_s$ = 300 V c.c., $L_o$ = 10 mH, $L_1$ = 1 mH, $C_o$ = 20 nF, $C_1$ = 10 nF. Las líneas de puntos son los periodos de conducción del GTO, que son los máximos permitidos para la especificación de $V_1$.

márgen de relación 3: 1 variando el periodo de conducción del GTO.

Por otra parte, con una tensión de alimentación más baja tal como $V_s$ = 100 V, y la misma tensión de pico $\hat{V}_1$ = 1200 V, el máximo factor de multiplicación es según la ecuación (6) igual a 11. Despejando $V_s$ en las ecuaciones (2) y (5) se aprecia que la variación de la tensión de alimentación ($V_s$), que puede ser compensada por medio de la variación del periodo de conducción del GTO, es:

$$V_{s\,min} = \frac{\hat{V}_1}{M+1} = 100\,V \qquad V_{s\,max} = \frac{\hat{V}_1}{2} = 600\,V$$

La tensión de salida de la SRPS puede, por lo tanto, ser estabilizada contra variaciones de 6: 1 de la tensión contínua de alimentación variando el período de conducción del GTO.

## Representación de las tensiones y las corrientes de una SRPS por medio de computador

Tal como muestra la figura 4, se ha utilizado un programa de computador para representar las funciones de tiempo exactas de $I_0$, $I_1$, $V_0$ y $V_1$ siendo $V_s$ = 300 V c.c. y los valores de los componentes $L_s$ = 10 mH, $L_1$ = 1 mH, $C_0$ = 20 nF y $C_1$ = 10 nF. Los gráficos por computador se han efectuado para unos valores de pico de $V_0$ de 490, 590, 770 y 1030 V. Restando de estas cifras $V_s$ = 300 V se obtiene aproximadamente 190, 290, 470 y 720 V respectivamente. Esto demuestra que el margen de tensión de salida disponible para $V_s$ = 300 V y $V_{1máx}$ = 1200 V, es por lo menos de 3,8: 1, en lugar de 3: 1 como se calculó con las ecuaciones (3) y (7). Esto es debido al hecho de que la tensión en los condensadores del circuito osilante está desfasada casi 180° de forma que la división de tensión entre ellos no es directamente proporcional a sus valores. Las gráficas indican también que la frecuencia de funcionamiento disminuye cuando se aumenta el tiempo de conducción del GTO.

## Extracción de energía de la SRPS

Hay tres métodos básicos para sacar energía de una SRPS. Estos son:

– Del condensador $C_0$, a través de un diodo, a un condensador electrolítico. Como la tensión alterna de salida $V_{oc.a.}$ está superpuesta al nivel contínuo de entrada $V_s$, la tensión en el condensador electrolítico superará siempre a $V_s$. El circuito actua por lo tanto como un convertidor elevador y su aplicación principal es la de etapa intermedia entre la red y una fuente de alimentación de c.c.

– Del condensador $C_0$ a través de un condensador que bloquea la componente contínua de $V_0$ de forma que a la salida se dispone de corriente alterna pura. Este circuito es adecuado para accionar cargas resistivas puras y tubos fluorescentes. Si la salida del condensador de bloqueo se rectifica con un circuito doblador de tensión, este tipo de SRPS es adecuado para controlar la velocidad de motores de c.c. de excitación en serie.

– Sustituyendo la autoinducción $L_s$ por un transformador. Esta disposición da los mejores resultados porque proporciona un elevado aislamiento de la red y permite que la carga pueda ser correctamente acoplada a la SRPS ajustando la relación de espiras del transformador. Este tipo de circuito puede accionar cargas resistivas o rectificadores y también se puede utilizar para alimentar tubos fluorescentes. Sin embargo, con rectificadores la inductancia de fugas del transformador debe hacerse muy pequéña, utilizando por ejemplo devanados entrelazados. La sección final de este artículo muestra como $L_1$ puede integrarse en el transformador para solventar este problema y hacer una SRPS con un único componente inductivo.

# CIRCUITOS PRACTICOS DE SRPS SIN AISLAMIENTO DE LA RED

## SRPS como convertidor elevador de acoplamiento directo

En la figura 5 se da un circuito de este tipo. El diodo $D_0$ rectifica en media onda a $V_0$ y alimenta con la onda semi-sinusoidal resultante el condensador electrolítico de salida $C_0$. Como el valor medio de $V_0$ es $V_s$, la onda semi-sinusoidal rectificada a la salida está superpuesta a la tensión contínua de entrada y la tensión continua de salida debe necesariamente exceder este nivel. El circuito es por lo tanto un convertidor elevador. El tanto por ciento de la potencia total de salida que tiene que ser convertida por el circuito resonante serie es $(V_0 - V_s) / V_0$. Con $V_s$ = 200 V (tensión media de la red de 220 V rectificada en doble onda) y $V_{oc.a}$ = 500 V, ésta alcanza solamente el 60 % de la potencia total de salida. Esto, junto con la inherente alta eficiencia de la SRPS (alrededor del 95% con $V_s$ = 200 V c.c.), permite que el circuito entrege corriente a la carga incluso cuando la tensión de entrada es tan baja como el 10 % de la tensión de salida. Con $V_{oc.a.}$ = 500 - 600 V, la onda rectificada procedente de la red no necesita por lo tanto ser filtrada y puede ser obtenida directamente de un puente rectificador seguido de un condensador de desacoplo de un va-

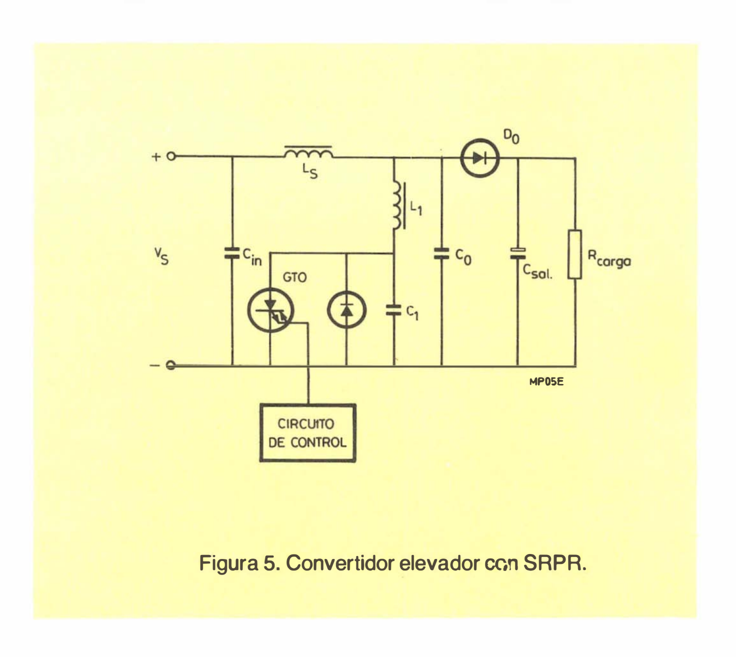



Figura 5. Convertidor elevador con SRPR.

lor bajo (unos pocos $\mu$F). Esta disposición da como resultado una SRPS convertidor elevador con una tensión de contínua bien estabilizada con un rizado superpuesto de 100 Hz de bajo nivel. Como la corriente de 50 Hz procedente de la red que fluye a través del puente rectificador sin condensador de filtro de valor elevado es senoidal, el circuito puede convertir potencia de forma ilimitada sin sobrepasar los límites de generación de armónicos en la red especificados para equipos electroméstícos en la norma EN 50006 del CENELEC.

Las anteriores consideraciones indican que la aplicación principal de este tipo de SRPS es la de actuar como etapa intermedia entre la red alterna y fuentes de alimentación de 500 a 600 V de corriente continua con una potencia superior a los 500 W para reducir la distorsión de la red.

## Circuitos de SRPS acoplada capacitivamente

En los circuitos de SRPS acoplados capacitivamente, la componente contínua de la tensión $V_0$ es bloqueada por un condensador entre $C_0$ y el rectificador de salida. El circuito se da en la figura 6 que muestra tres maneras de rectificar la componente alterna $V_0$

*Circuito 1.* En el circuito 1 de la figura 6, la componente alterna de $V_0$ se rectifica en un circuito doblador de tensión que entrega una tensión contínua positiva a la carga. Como en el convertidor elevador descrito antes, este circuito trabaja mejor con una salida contínua superior a 500 V, pero tiene la ventaja adicional de que es inmune a los cortocircuitos. El circuito 1 se utiliza principalmente en el control de la velocidad de motores de c.c. de excitación en serie conectados como muestra la figura 7. Como la autoinducción $L_s$ ha sido sustituida por los devanados del inducido y del inductor del motor, la SRPS tiene una tensión de entrada real igual a $V_s$ menos la f.c.e.m. del motor. Como ésta es proporcional a la corriente a través del motor para una determinada velocidad, no es necesario utilizar un condensador de valor elevado para filtrar la entrada de la red rectificada. Por lo tanto la corriente de 50 Hz de la red se puede hacer casi senoidal de forma que la contaminación de la red es mínima. El márgen de variación de la f.c.e.m. del motor no debe exceder un 75% de la tensión de alimentación $V_s$ de forma que la SRPS pueda todavía suministrar una cantidad de corriente razonable cuando el motor gira a la velocidad máxima.

*Circuito 2.* El circuito 2 de la figura 6 es similar al circuito 1 excepto que el rectificador doblador de tensión de salida está conectado de forma que entrega una tensión de salida negativa. Las aplicaciones posibles de este circuito son pocas.

*Circuito 3.* El circuito 3 de la figura 6 es similar a los circuitos 1 y 2 excepto que la salida es rectificada por un puente. Como el puente rectificador entrega la mitad de tensión media que el doblador, el valor de pico mínimo de la salida continua se puede reducir a 250 V. Sin embargo este circuito tiene la desventaja de que su salida es flotante con respecto a la línea de retorno de la tensión de entrada.

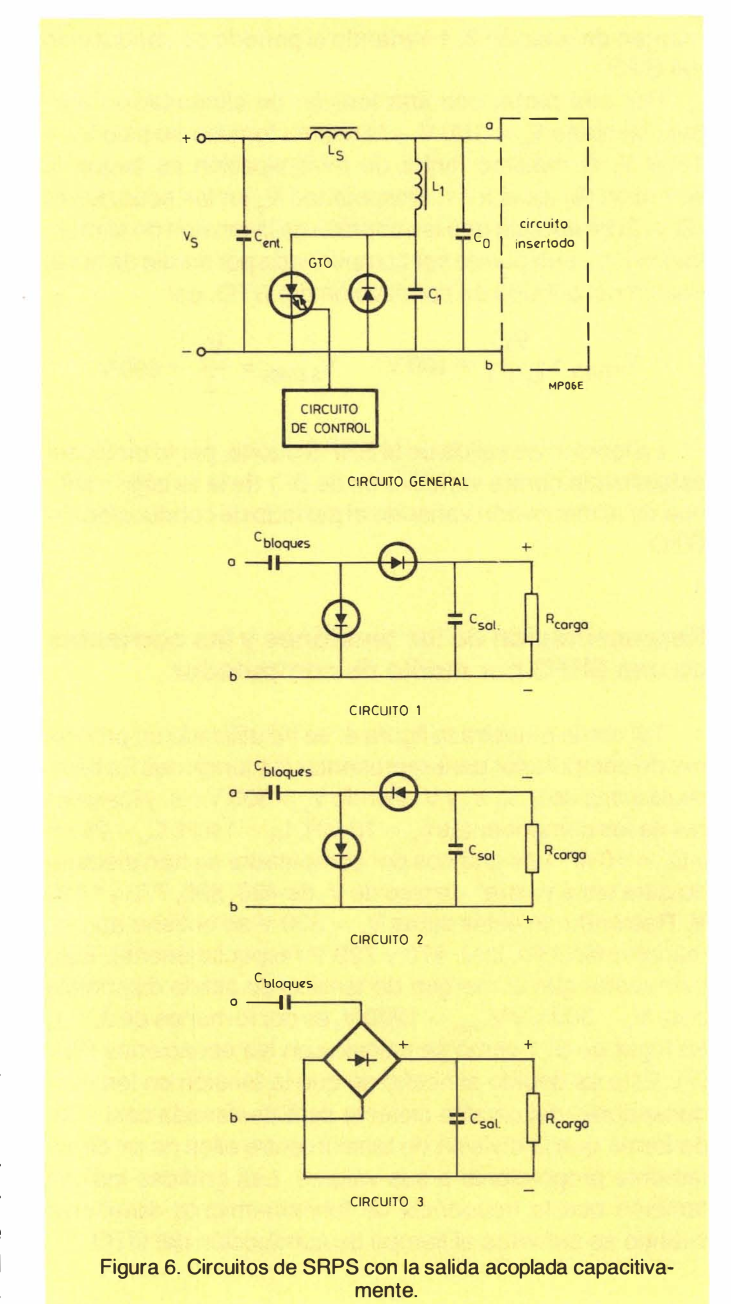



Figura 6. Circuitos de SRPS con la salida acoplada capacitivamente.

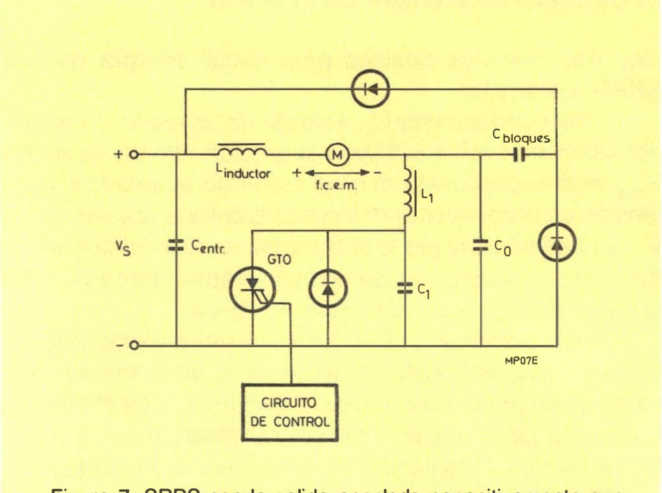



Figura 7. SRPS con la salida acoplada capacitivamente que controla la velocidad de un motor de c.c. de excitación en serie.

## CIRCUITOS DE SRPS CON AISLAMIENTO DE LA RED

Como el condensador $C_{in}$ tiene un valor mucho más elevado que $C_o$, $C_o$ está realmente en paralelo con $L_s$ de forma que $V_o$ aparece en la autoinducción. Si es necesario el aislamiento de la red, $L_s$ puede ser sustituida por un transformador con el rectificador de salida conectado al devanado secundario (Fig. 8). La forma como se conectan el transformador y el rectificador determina el modo de funcionamiento:

- cuando la corriente en el devanado primario es positiva (modo directo, circuito 1);
- cuando la corriente en el primario es negativa (modo indirecto, circuito 2);
- cuando la corriente en el primario es alternativamente positiva o negativa (modo directo-indirecto, circuito 3).

En el circuito 3, se puede utilizar también un rectificador puente con un devanado secundario sin toma intermedia.

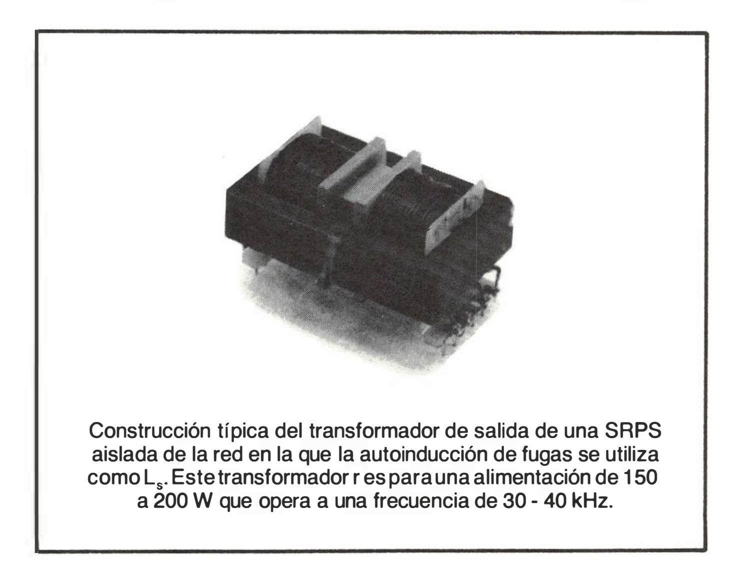
Además de accionar cargas formadas por un rectificador a través de un transformador de baja autoinducción de fuga, estos circuitos con acoplamiento por transformador son también adecuados para accionar cargas resistivas o cargas que se comportan como fuentes de tensión, como por ejemplo, una lámpara fluorescente o un magnetrón de un horno de microondas. Los mejores resultados se obtienen con una tensión continua de salida de unos 300 V.

Figura 8. Circuitos de SRPS con salida acoplada por transformador.

## SRPS con un único componente inductivo (transformador)

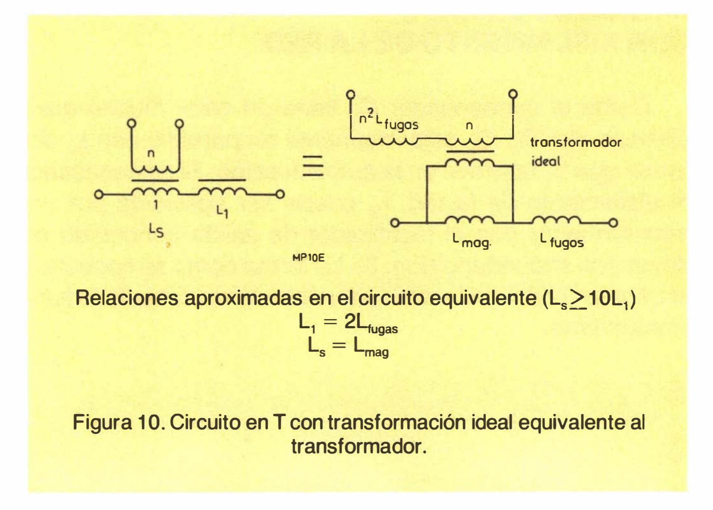
En los circuitos de la figura 8, la autoinducción $L_1$ es más bien voluminosa para frecuencias de funcionamiento de unos 50 kHz, porque las variaciones del flujo en el núcleo son bastante amplias. Por lo tanto es necesario utilizar un núcleo grande para evitar la saturación y el consecuente calentamiento por pérdidas de histéresis. El problema del calentamiento del núcleo puede ser solventado completamente construyendo el transformador de salida de tal manera que $L_s$ esté constituida por la autoinducción del primario y la autoinducción magnetizante del transformador, y $L_1$ esté formada por las autoinducciones de fuga del primario y el secundario. De esta forma, las variaciones del flujo en el núcleo del transformador son más bien pequeñas y las pérdidas por histéresis bajas.

La figura 9 muestra como la autoinducción $L_1$ puede ser incorporada al transformador de salida. En primer lugar, como $C_{in}$ tiene un valor mucho mas elevado que $C_o$, $C_o$ está realmente en paralelo con el devanado primario del transformador y puede ser por lo tanto conectado en esta posición. En segundo lugar, si el valor de $C_o$ se multiplica por el



Construcción típica del transformador de salida de una SRPS aislada de la red en la que la autoinducción de fugas se utiliza como $L_s$. Este transformador r es para una alimentación de 150 a 200 W que opera a una frecuencia de 30 - 40 kHz.

Figura 9. Tres etapas de la incorporación de la autoinducción de $L_1$ en el transformador de salida de una SRPS.




Relaciones aproximadas en el circuito equivalente ($L_s \geq 10 L_1$)

$L_1 = 2 L_{fugas}$

$L_s = L_{mag}$

Figura 10. Circuito en T con transformación ideal equivalente al transformador.

cuadrado de la relación de espiras del transformador, puede ser conectado en paralelo con el devanado secundario. Finalmente, como no existe ahora conexión con la unión de $L_s$ y $L_1$, $L_1$ puede ser incorporada en el transformador de salida. Este último paso queda mejor explicado con el circuito equivalente en T del transformador que se da en la figura 10. Como uno de los requisitos para garantizar la auto-oscilación de la SRPS es que el valor de $L_s$ sea por lo menos diez veces el de $L_1$, el coeficiente de acoplamiento mínimo del transformador es $\geq 0{,}8$. Un transformador con suficiente inductancia de fugas se puede construir fácilmente con un par de núcleos de Ferroxcube en forma de U con el devanado primario bobinado en un polo y el secundario en el otro. Si el campo magnético en el exterior es demasiado grande con este tipo de construcción (como por ejemplo en un receptor de televisión), los devanados primario y secundario pueden estar en linea en la rama central de un par de núcleos en forma de E, que incluye además el entrehierro. Los experimentos han demostrado que cuando este tipo de transformador es instalado en una SRPS en funcionamiento colocado a 4 cm de las bobinas de desviación de un receptor de televisión en color 30AX, no aparece ninguna distorsion apreciable de la trama. Si el transformador se coloca a 4 cm de la parte más sensible del tubo (la zona del cátodo y las rejillas 1 y 2) la distorsión máxima de la trama es de 1 mm.

Una ventaja importante de la SRPS con un único elemento devanado es que es inherentemente inmune a los cortocircuitos en la salida. Arranca, por lo tanto, por si misma incluso con tensión cero en el condensador de salida con lo cual no es necesario emplear un transformador de 50 Hz aparte para alimentar el circuito de control del GTO.

La SRPS con transformador único puede ser utilizada en cualquiera de los modos de funcionamiento representados en la figura 8, y puede entregar una potencia controlada en todos los tipos de cargas previamente mencionadas. Como el diseño del circuito de las SRPS es complicado, se han calculado las funciones del tiempo de las variables $V_0$, $V_1$, $I_0$, e $I_1$ se han utilizado en un programa de computador en bucle cerrado para calcular las condiciones estables para cualquier conjunto de condición de entrada. El programa de computador ha sido utilizado también para trazar un conjunto de cinco gráficos de aplicación universal como ayuda en el diseño de circuitos SRPS. □

# Nuevos montajes en electrónica de potencia

**Conjuntamente al desarrollo de nuevos semiconductores y nuevos sistemas de control electrónico de potencia, se están creando nuevas estructuras de montaje de las etapas de potencia, más sencillas y flexibles, que permiten reducir la complejidad física de las mismas, con la consiguiente reducción de los costes de montaje y mantenimiento. A ello contribuyen decisivamente las nuevas cápsulas plásticas para semiconductores.**

## INTRODUCCION

Durante los últimos años se ha asistido a una rápida evolución de los sistemas de control electrónico. Esto ha sido debido principalmente a la integración en gran escala, que ha permitido la realización de completos, y por lo tanto complejos, sistemas de control en un espacio reducido, con un costo progresivamente más bajo. Paralelamente a estos logros, los montajes de dichos sistemas de control se han hecho más compactos gracias al empleo de circuitos impresos de doble o múltiple capa y agujeros metalizados, y a los nuevos sistemas de interconexión de alta densidad, entre los que cabe destacar el cable plano.

Unicamente las etapas de potencia y la alimentación del sistema seguían siendo voluminosas complicadas y caras, con una estructura poco flexible. Ciertamente, la necesidad de disipar en forma de calor apreciables cantidades de energía, inevitables en las etapas de potencia, no permite hasta el momento espectaculares reducciones o simplificaciones. No obstante, se están dando pasos decisivos en la realización y estructura de las estapas de potencia con el fin de reducir dentro de lo posible sus dimensiones y su peso, y sobre todo para simplificar su realización física haciéndola más simple.

En este artículo se describen las tendencias actuales que marcan la pauta a seguir en el futuro para conseguir una evolución de las etapas electrónicas de potencia hacia realizaciones más acordes con la evolución de sus etapas de control.

La introducción de semiconductores de potencia en cápsulas de plástico es el principal hito sobre el que se apoya la evolución de los montajes electrónicos de potencia.

## SEMICONDUCTORES DE POTENCIA EN CAPSULAS METALICAS

Hasta hace relativamente poco tiempo, los semiconductores capaces de controlar potencias moderadas (decenas de kilovatios) se encapsulaban exclusivamente en dos clases de cápsulas. Una de ellas consiste en un receptáculo cilíndrico provisto de una base exagonal que se prolonga en forma de tornillo, sobre la que se dispone la pastilla semiconductora y que queda alojada dentro del recep-

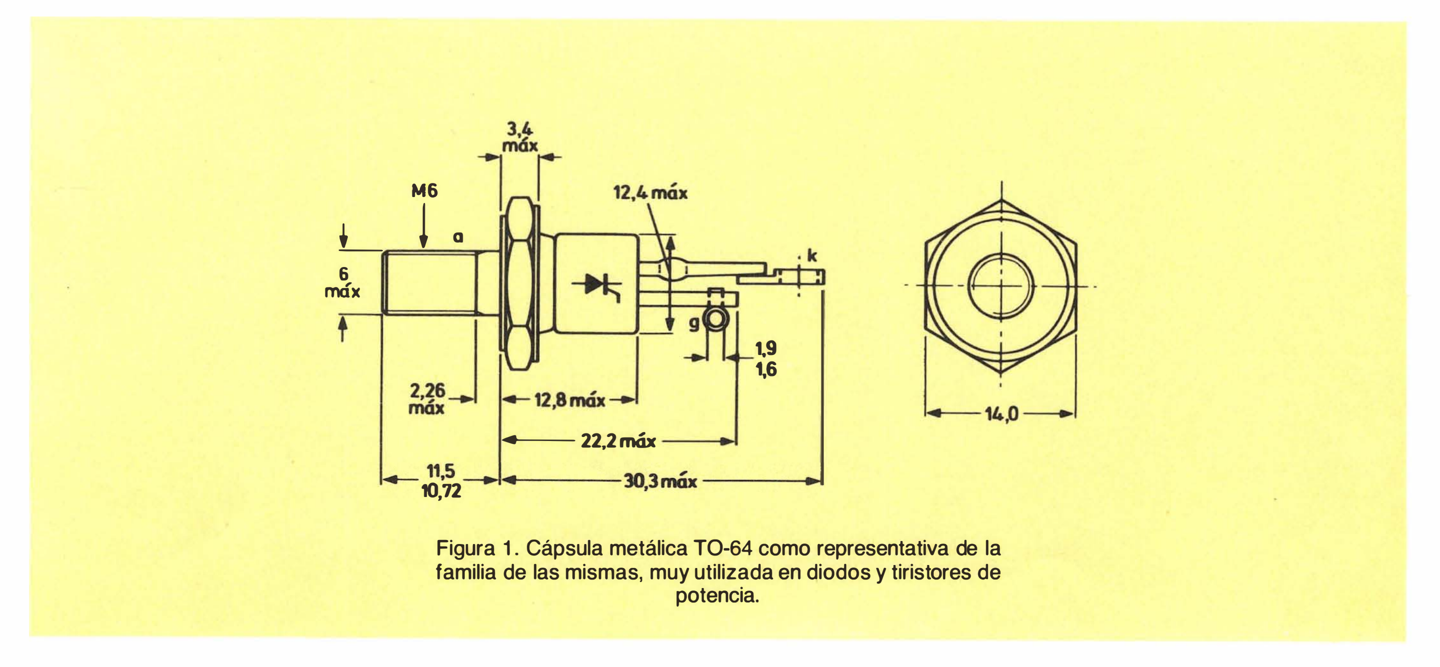



Figura 1. Cápsula metálica TO-64 como representativa de la familia de las mismas, muy utilizada en diodos y tiristores de potencia.

táculo. La base opuesta del cilindro está provista de una especie de tapón de vidrio o cerámica por donde penetran al interior de ella, aislados entre sí y del cuerpo de la cápsula, los electrodos del semiconductor. A este tipo de cápsulas pertenece la conocida por TO-64 que muestra la figura 1, que representa un ejemplar de toda una familia con diferentes tamaños y ligeras variaciones en la forma. Este tipo de encapsulado ha sido ampliamente utilizado para alojar preferentemente diodos y tiristores.

El otro tipo de cápsula normalmente utilizada, está formada por una base plana con dos orejetas de sujección de un perfil aproximadamente ovalado, sobre la que está adosada la pastilla semiconductora protegida por una caperuza cilíndrica. En este caso, las conexiones de los electrodos del semiconductor atraviesan la base plana a través de sellos de vidrio. La más conocida de estas cápsulas es la conocida por TO-3 (Fig. 2) muy utilizada para alojar principalmente transistores.

En ambos casos el semiconductor queda encerrado en un receptáculo hermético en una atmósfera de gas inerte y uno de los electrodos del semiconductor conectado a la cápsula como conexión única.

Los metales utilizados han sido varios incluyendo ciertas aleaciones, y principalmente cobre, aluminio y acero.

Estas cápsulas dan excelentes resultados pero tienen severos inconvenientes. Uno de ellos es que no permiten una fabricación automatizada lo que afecta al precio del dispositivo terminado. Otro es que la instalación de una cápsula de este tipo exige normalmente el empleo de cables de conexión para los terminales con lo que no son fácilmente adaptables a circuitos impresos o a montajes con conductores rígidos (barras). Además, exigen que los radiadores de calor que los refrigeren, y a los que deben ser adosados para que reciban el calor en ellos generado, estén provistos de un mecanizado complicado. Más detalladamente, las cápsulas con rosca, o bien deben estar suje-

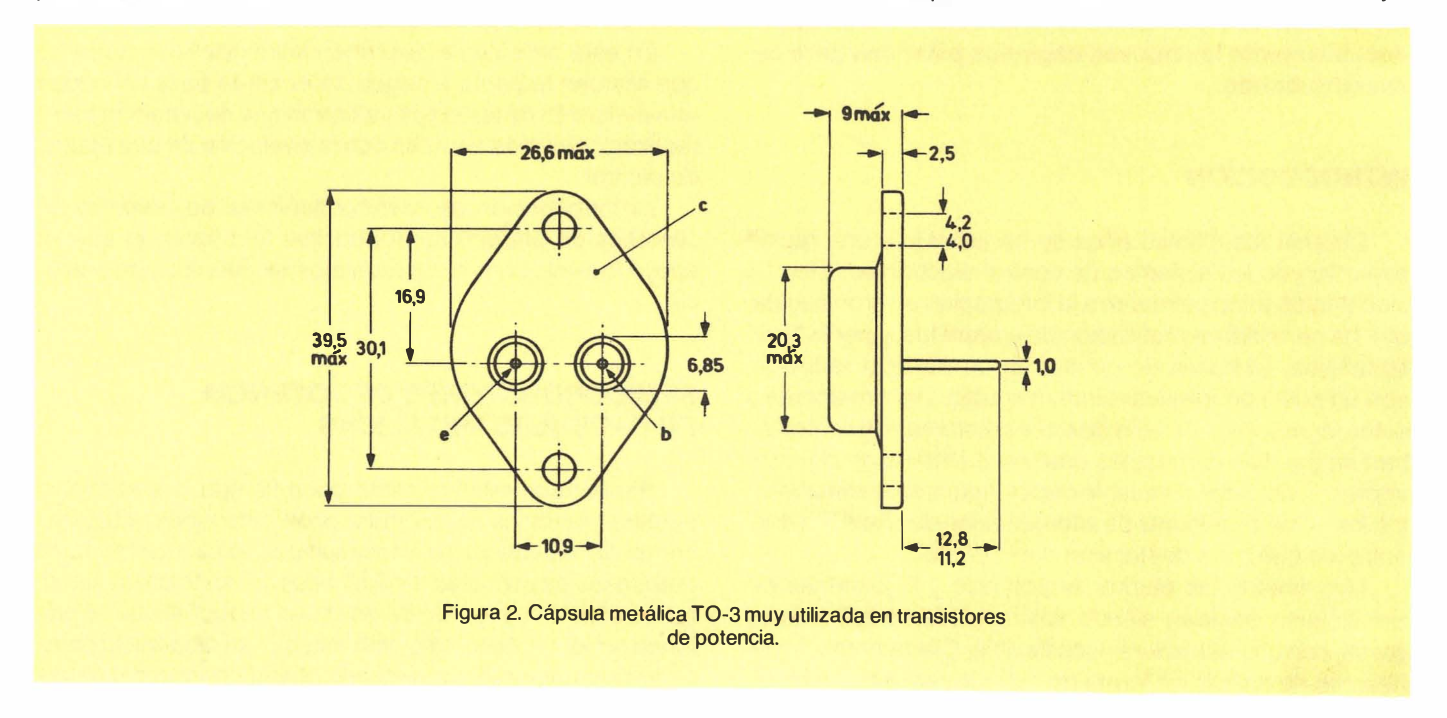



Figura 2. Cápsula metálica TO-3 muy utilizada en transistores de potencia.

tas a un radiador que permita disponer una tuerca en su cara opuesta, o estar adosadas a radiadores con agujero roscado. Con las cápsulas tipo TO-3, las conexiones de los electrodos tienen que atravesar el radiador además de poseer agujeros con o sin rosca para la sujección.

Nuevos problemas de sujección se plantean cuando se desea aislar electricamente la cápsula del radiador, sobre todo si se manejan tensiones elevadas. Esta dificultad obliga frecuentemente a no utilizar aislamiento cápsula-radiador, con lo que el montaje aparte de resultar peligroso, exige tantos radiadores de calor como grupos de semiconductores eléctricamente conectados formen el montaje. En muchos casos, esto lleva a utilizar un radiador independiente para cada semiconductor, lo que exige un complicado sistema de sujección y aislamiento de los radiadores, y un crecido número de conexiones. En el caso de diodos, se puede paliar en parte la situación con el empleo de semiconductores de polaridad inversa (versión R), que por otra parte complican el acoplo de componentes.

## SEMICONDUCTORES DE POTENCIA EN CAPSULA DE PLASTICO

El encapsulado de semiconductores en plástico no es nada nuevo. Fué introducido con éxito hace años para los semiconductores que manejan señales y los circuitos integrados, por su economía y sencillez, con suficiente seguridad en sistemas de fiabilidad media. No obstante, se tropezó con abundantes problemas cuando se intentó su aplicación en el campo de los semiconductores de potencia. Los encapsulados plásticos sufrían las tensiones mecánicas causadas por el calor que producían roturas en su estructura. Como las cápsulas no pueden ser enteramente plásticas, por ser éste material un mal conductor del calor, las estructuras parcialmente plásticas y metálicas sometidas a temperaturas superiores a los 100° C en sucesivos ciclos de calentamiento y enfriamiento, se rompían con facilidad por los esfuerzos de dilatación y contracción entre dos materiales de características tan dispares. Además, al quedar la pastilla semiconductora en contacto directo con el plástico, ésta era facilmente contaminada con lo que se degradaban sus características funcionales. Para evitar esta contaminación y la también posible contaminación por el ambiente exterior a la cápsula a través de poros o pequeñas rendijas en su cuerpo, se ha venido utilizando un recubrimiento intermedio entre la pastilla semiconductora y el plástico de goma de silicona.

Esta contaminación era posible debido al hecho de que se utilizaban en los encapsulados plásticos cristales semiconductores inicialmente diseñados para ser utilizados en cápsulas metálicas herméticas y en ambiente de gas inerte.

Estas dificultades han sido totalmente resueltas con la utilización por una parte de partes metálicas de cobre puro y nuevos materiales plásticos de encapsulado (silicona pura), y por otra desarrollando nuevas pastillas semiconductoras especialmente acondicionadas como para que no puedan ser contaminadas por contacto. A este acondicionamiento se le conoce por pasivación. Así los cristales actuales estan exteriormente protegidos por máscaras de óxido de silicio o metálicas y el borde de las uniones protegidas por capas de vidrio rellenando surcos practicados en la estructura cristalina. Con ello se han conseguido de forma adicional varias ventajas. Por una parte se obtienen elementos mejores y más seguros y por otra ventajas en la fabricación. Con los cristales anteriores, susceptibles de ser contaminados por el ambiente, era necesario encapsularlos inmediatamente después de fabricados. Los actuales cristales pasivados pueden ser almacenados para su posterior encapsulado sin peligro de degradación.

El encapsulado se puede llevar a cabo en forma automática en tiras de dispositivos inicialmente unidos entre si, e incluso en bandas contínuas, que son posteriormente separados y probados automáticamente.

Al aumento de seguridad de las pastillas semiconductoras se han añadido nuevas técnicas de soldadura de la misma al fondo de la cápsula (que como se ha dicho sigue siendo metálica) que facilitan un buen contacto térmico y eléctrico entre ambos sin tensiones mecánicas. La soldadura eutéctica, es decir la que posee un índice de dilatación muy semejante a la de los materiales que une, ha representado un significativo avance para evitar roturas y deformaciones del cristal así como desprendimientos frente a los cambios bruscos de temperatura de trabajo. Ello ha mejorado también la transferencia de calor entre el cristal y el fondo de la cápsula, es decir se han conseguido reducir sensiblemente la resistencia térmica equivalente propia del dispositivo terminado.

En algunos casos se ha introducido con éxito el aislamiento eléctrico, no térmico, entre el cristal y el fondo de la cápsula, utilizando materiales cerámicos relativamente buenos conductores del calor (alúmina u óxido de berilio) y por el contrario capaces de soportar fuertes intensidades de campo eléctrico. Con ello ha sido posible instalar sin más varios dispositivos en un mismo radiador con la consiguiente simplificación en el montaje a costa, no obstante, de una tolerable degradación de la capacidad térmica del conjunto.

Finalmente, las conexiones entre los cristales y los electrodos que emergen del encapsulado plástico se efectuan soldándolos por medio de ultrasonidos con lo que las uniones son más seguras. En los encapsulados plásticos sin aislamiento entre el cristal y el fondo de la cápsula se utiliza un terminal de salida conectado a ella con lo que no es necesario recurrir a la cápsula para la conexión eléctrica de ninguno de los electrodos.

## CAPSULAS UNITARIAS EN PLASTICO NORMALIZADAS

Varios han sido los intentos para la normalización en las cápsulas plásticas para semiconductores de potencia. Dos tipos parecen haber quedado como definitivas las conocidas por TO-220 y SOT-93.

La cápsula tipo TO-220 (Fig. 3), es la más veterana y aloja con eficacia tanto diodos, transistores, tiristores y triacs como circuitos integrados que incluyen etapas de

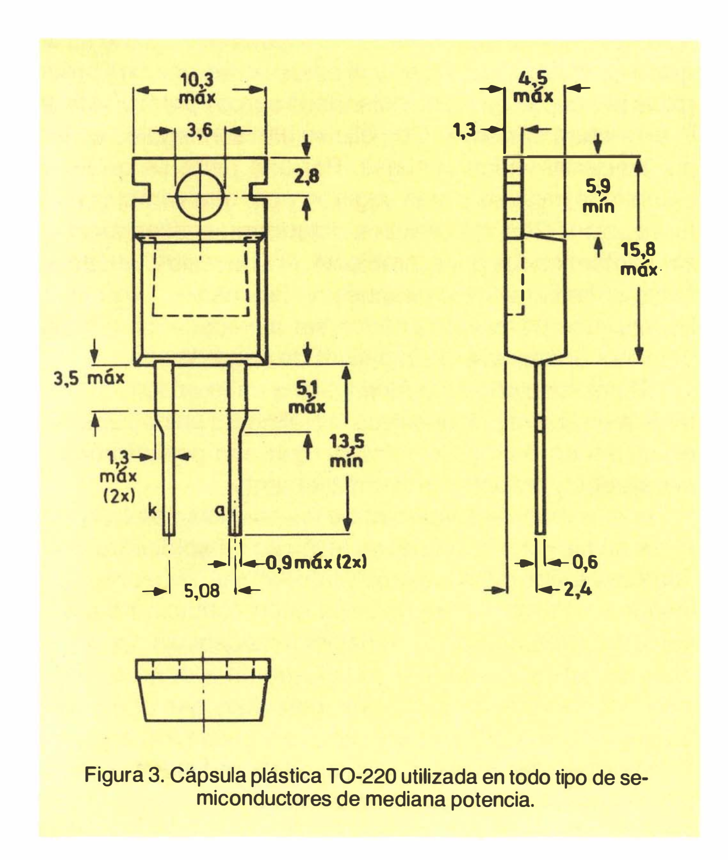



Figura 3. Cápsula plástica TO-220 utilizada en todo tipo de semiconductores de mediana potencia.

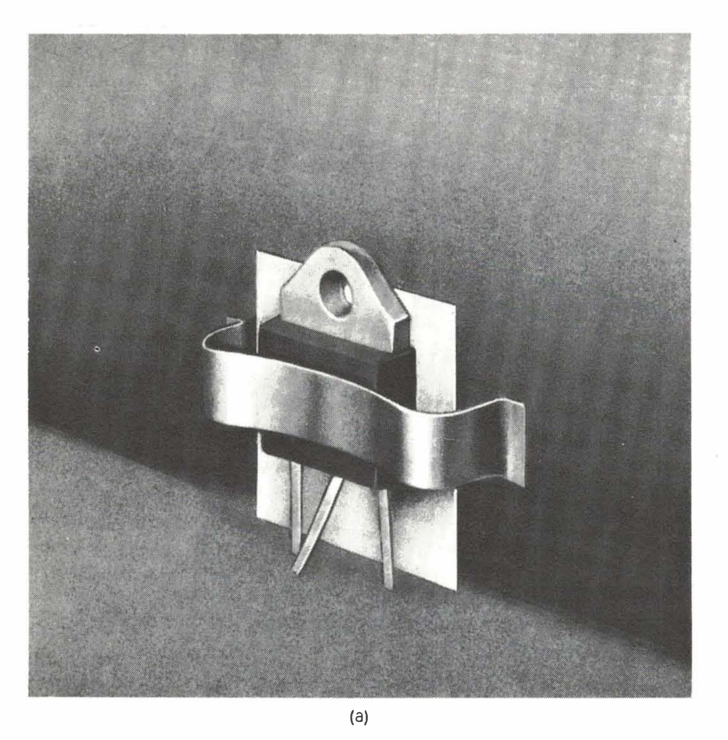
Figura 4. Cápsula plástica SOT-93 recientemente introducida para trabajar con tensiones y potencias superiores a las manejadas por la cápsula TO-220.

potencia y tienen pocos terminales de conexión. Puede alojar dispositivos que disipen potencias calóricas equivalentes de hasta unos 100 W y tienen unas dimensiones reducidas. Su configuración es absolutamente diferente de la de las cápsulas metálicas. Los terminales de conexión salen de ella paralelamente a la base de montaje lo que permite instalarla en circuitos impresos dispuesta verticalmente mientras su base de montaje puede ser adosada a un perfil radiador al que puede sujetarse por medio de un tornillo o de un clip. A pesar de que su base de montaje está conectada a uno de los electrodos del dispositivo semiconductor (al cátodo en los diodos, al ánodo o electrodo principal en los tiristores y triacs y al colector en los transistores) no es ésta la única conexión disponible ya que uno de los terminales está conectado a ella (el central en el caso de tres) gracias a lo cual no es necesario el empleo de terminales sujetos al mismo tornillo de sujección como en el caso de las cápsulas metálicas. Esto hace posible la sujeción por medio de clip que ha demostrado ser más fiable que la sujeción por medio de tornillo.

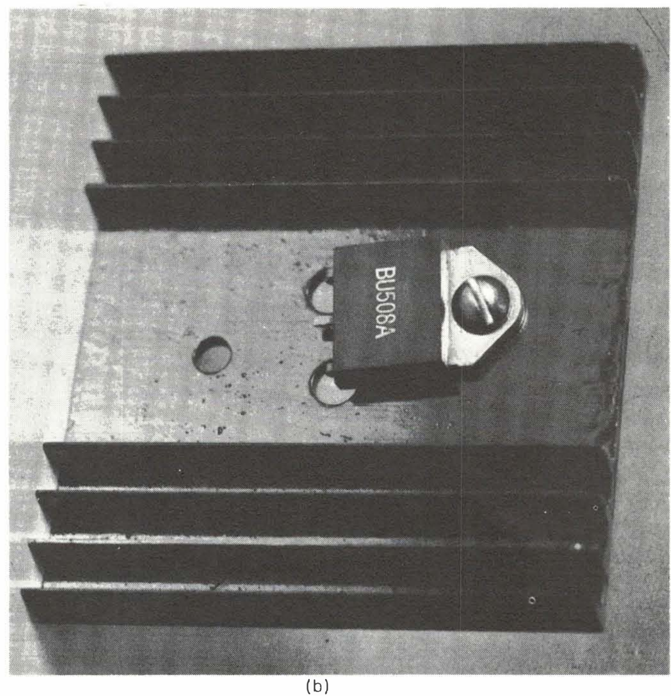
La sujeción de esta cápsula por medio de tornillo tropieza con las mismas dificultades que las descritas en el caso de ser necesario el aislamiento entre el radiador y el fondo de la cápsula, sobre todo cuando se manejan tensiones relativamente elevadas. En este caso se deben tomar precauciones en las dimensiones del taladro practicado en el radiador para alojar el tornillo así como en las dimensiones de los dispositivos aisladores utilizados para evitar que se puedan producir descargas entre los conductores sometidos a tensión. Esto no afecta evidentemente a las cápsulas con aislamiento interno a las que se ha aludido anteriormente. La sujeción por medio de clip soslaya radicalmente estos inconvenientes ya que el clip se apoya en la parte plástica y puede quedar suficientemente alejada de la parte metálica. Además la presión con la que la cápsula se apoya en el radiador depende de la elasticidad del clip y no está sujeta al criterio del montador como sucede con la sujeción con tornillo.

La relativamente corta distancia entre las patillas de la cápsula TO-220, debida a sus reducidas dimensiones no la hacen adecuada para trabajar con tensiones superiores a unos 1000 V. Por esta razón y por la necesidad de poder disipar potencias térmicas superiores, se ha desarrollado la cápsula SOT-93 (Fig. 4) de aspecto muy similar aunque de mayores dimensiones. Con ella se puede disipar una potencia térmica equivalente a unos 200 W. Sus patillas estan más separadas y además sus dimensiones han sido elegidas de tal manera que permite disponerla en las perforaciones de un radiador preparado para la cápsula metálica TO-3, con lo que se facilita grandemente la transición entre el empleo de una y otra cápsula (Fig. 5).

Para semiconductores de mayor potencia, empieza a introducirse la cápsula TO-238 (Fig. 6) de mayores dimensiones. Esta cápsula está destinada a ser utilizada en equipos de potencia lo suficientemente elevada como para hacer impracticable el uso de circuitos impresos. Por esto sus terminales estan previstos para ser soldados con estaño o enchufados a clavijas del conocido sistema “Fast-on”. Al estar provista de aislamiento eléctrico entre el cristal y el fondo de la cápsula, es muy adecuada para ser utilizada en aparatos en los que determinado cuerpo metálico ajeno al equipo electrónico es utilizado como radiador de calor. Es el caso de los aparatos electrodomésticos y el automóvil en los que el cuerpo o bastidor del aparato tiene suficiente masa como para poder disipar una cantidad apreciable de calor y en los que se utiliza normalmente el sistema de conexión citado. La funcionalidad con ella conseguida es altamente deseable.



(a)




(b)

Figura 5. Ejemplo ilustrativo de como puede montarse la cápsula plástica SOT-93. a) En circuito impreso y radiador vertical. b) En los mismos radiadores utilizados con la cápsula metálica TO-3.

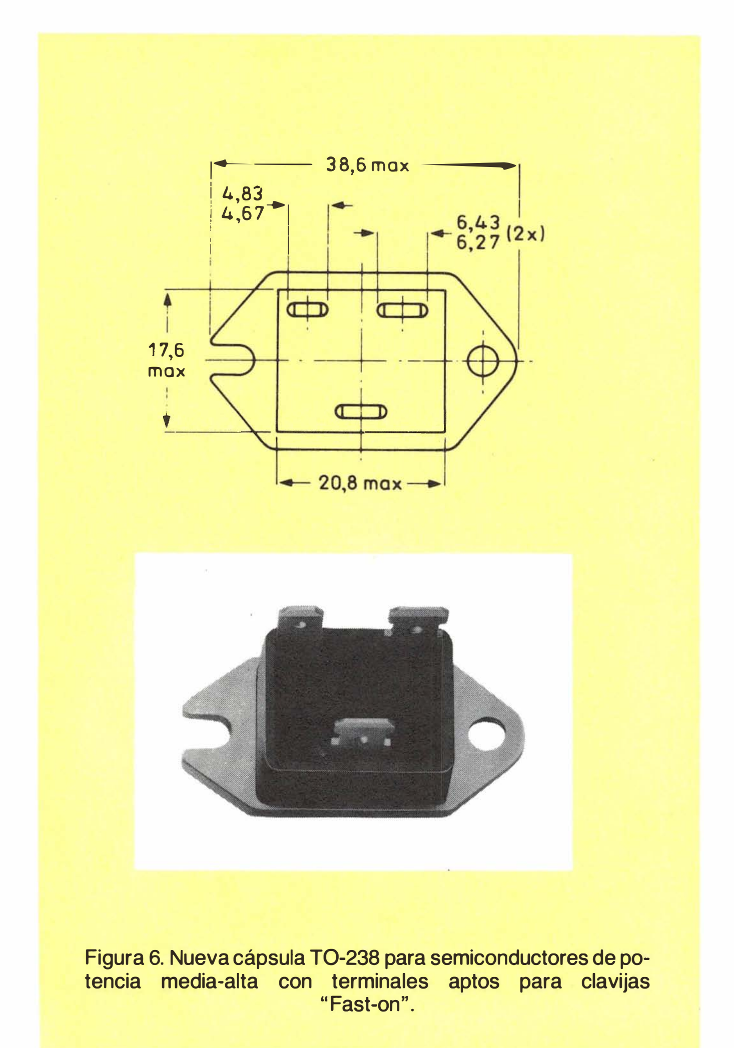



Figura 6. Nueva cápsula TO-238 para semiconductores de potencia media-alta con terminales aptos para clavijas "Fast-on".

## NUEVAS CAPSULAS MULTIPLES DE PLASTICO

La agrupación de determinados semiconductores de potencia en un mismo circuito repetido varias veces, es una de las características de los sistemas de control electrónico de potencia muy conocidos y profusamente utilizados. Esta característica junto a la simplicidad de los encapsulados plásticos ha dado lugar a la aparición de los encapsulados múltiples, que fué iniciada años atrás con los puentes rectificadores de baja potencia. Recientemente la nueva cápsula TO-240, conocida bajo diversas denominaciones comerciales, promete una rápida difusión y penetración en todo tipo de montajes de elevada potencia. No se trata en realidad de un simple encapsulado como los que se han descrito hasta ahora, sino mas bien de una especie de módulo, ya que posee un circuito impreso interno, está provisto de tornillos de conexión y está relleno de un elastómero sintético (Fig. 7). Hasta ahora se han encapsulado de esta forma parejas de diodos o tiristores o combinaciones diodo-tiristor. Su base es metálica está aislada electricamente y su forma es la adecuada para montajes trifásticos.

Montajes electrónicos con semiconductores encapsulados en plástico.

Como se ha descrito, los nuevos encapsulados en plástico de los semiconductores de potencia proporcionan sustanciales mejoras no solo en cuanto a rendimiento, fiabilidad o coste sino incluso eléctricamente. Su introducción ha representado un cambio decisivo hacia la simplificación y reducción de tamaño con un estilo nuevo en montajes electrónicos de potencia. Esto ha afectado también a las formas de los radiadores de calor utilizados, con el aban-

Figura 7. Corte de la cápsula plástica múltiple TO-240 para combinaciones de semiconductores de potencia alta de montaje repetitivo.



Figura 8. Cápsulas plásticas en radiador asimétrico adecuado para ser utilizado con circuito impreso en posición horizontal.

dono casi total de los radiadores individuales con taladros roscados, muy usados anteriormente en montajes con diodos y titistores (radiadores moldeados por fundición). La facilidad de la sujeción por medio de clip, que evita los problemas de aislamiento, ha llevado a la utilización de un radiador único para el total o una fracción del sistema de control de potencia con varios semiconductores. La forma de las cápsulas plásticas ha permitido que los semiconductores puedan ser dispuestos en circuitos impresos en una fila y adosados a un radiador único que los refrigere, (Fig. 8). Un ejemplo típico es el de las salidas de potencia de un amplificador estéreo o cuadrafónico, así como el del inversor utilizado en el control de motores de c. a. descrito en esta revista, volumen 20 nº 2. Esta disposición además de las ventajas funcionales y de construcción, goza de una ventaja adicional: la mejora de las características térmicas del conjunto semiconductores-radiador con respecto a las disposiciones con radiadores unitarios ya que el volumen total de radiador necesario es inferior debido a la mejor utilización de su capacidad de disposición térmica.

Esto es facilmente comprensible con la ayuda de la familia de curvas de un perfil radiador típico como la que muestra la figura 9. Estas curvas han sido tomadas en un radiador para un único semiconductor a refrigerar situado en el centro del mismo. Para una determinada potencia a disipar, es decir sobre una misma curva, puede apreciarse que la resistencia térmica no decrece linealmente con la longitud del perfil. Esto es debido a la existencia de un gradiente de temperatura alrededor del punto más caliente que es el que ocupa el semiconductor como única fuente de calor. Esto significa que la eficacia del radiador se reduce a medida que la distancia al punto caliente aumenta porque la temperatura decrece y el salto térmico con respecto a un ambiente que se supone a una temperatura constante, es menor.

Si la fuente de calor no es única sino que es múltiple, formada por varios semiconductores dispuestos equidistantemente entre si, puede lograrse que la temperatura del radiador apenas varie a lo largo de su longitud con lo que la eficacia del radiador aumenta en una proporción que pueda llegar a ser del orden del 30% según diversos autores. Esto significa que la resistencia térmica de un radiador único para varios semiconductores, dispuestos en un mismo radiador en posiciones separadas, es inferior a la combinación en paralelo de las resistencias térmicas de los radiadores individuales utilizados en montaje unitario de semiconductor y radiador (Fig. 10).

Los perfiles a utilizar con este nuevo estilo de montaje tienen una concepción diferente en su geometría: no son simétricos. Con semiconductores en cápsula metálica, la geometría más usual es la simétrica con respecto a un eje longitudinal, sobre el que se disponen los semiconductores y cuyo calor se distribuye hacia ambos laterales simétricos siguiendo caminos de espesor decreciente de acuerdo con el flujo calórico previsto. Además, el perfil radiador suele disponer de una superficie central de espesor reducido para poder alojar los semiconductores y permitir su sujeción por medio de tornillo y tuerca y la salida de los terminales de los electrodos a través de él. Con semiconductores en cápsula de plástico la concepción óptima es diferente. La distribución del calor es asimétrica en un solo sentido ya que los semiconductores están situados en un lado del radiador que conduce el calor hacia el extemo opuesto del mismo (Fig. 11). Según la posición del circuito impreso que los conecta en el caso de las cápsulas TO-220 y SOT-93, las aletas deben ser paralelas o perpendiculares al mismo, de forma que siempre queden en posición vertical. Con el circuito impreso en posición vertical, las aletas son paralelas al mismo (Fig. 11) y con el circuito impreso en posición vertical perpendiculares entre si (Fig. 8). De esta forma, las aletas del radiador generan un efecto de tiro y el aire caliente circula facilmente por los espacios entre aletas. Esta disposición de semiconductores y radiadores es muy adecuada en aquellos casos en que el radiador se situa fuera

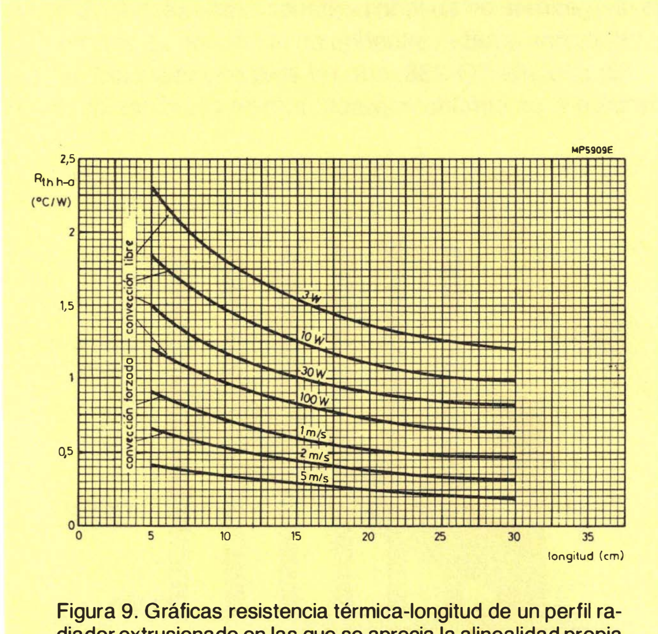



Figura 9. Gráficas resistencia térmica-longitud de un perfil radiador extrusionado en las que se aprecia la alinealidad propia de la resistencia térmica.

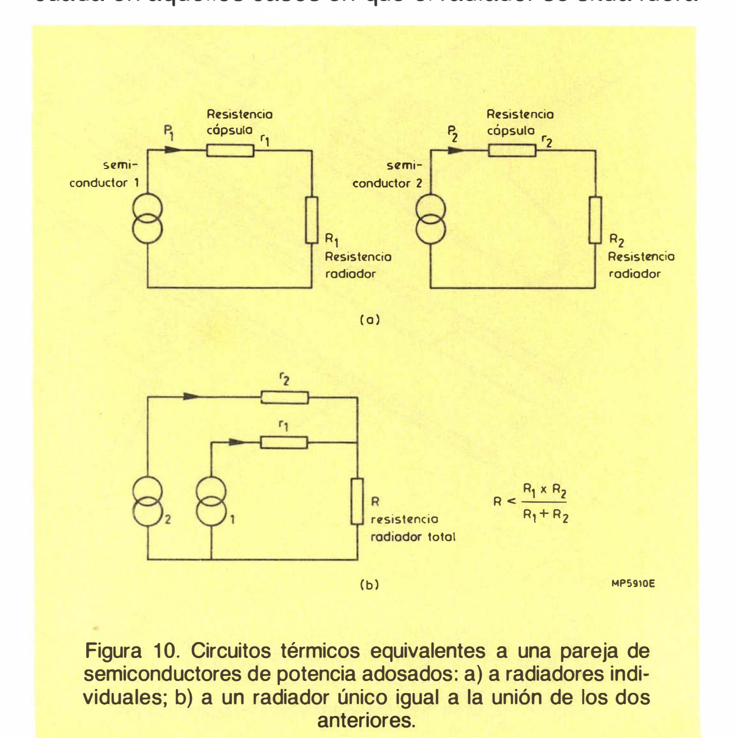



Figura 10. Circuitos térmicos equivalentes a una pareja de semiconductores de potencia adosados: a) a radiadores individuales; b) a un radiador único igual a la unión de los dos anteriores.

de un gabinete en su lado posterior mientras que los semiconductores quedan situados en el interior del mismo.

La cápsula TO-238, que no está prevista para ser conectada a un circuito impreso, admite montajes de diversas formas y estilos tanto con radiadores simétricos como asimétricos.

Figura 11. Sección transversal de un radiador de geometría asimétrica adecuado para ser instalado en circuito impreso en posición vertical.

Finalmente, la cápsula múltiple TO-240, está prevista para montajes que manejan gran potencia en las que se pueden utilizar barras conductoras en lugar de cables y terminales (Fig. 12). Los montajes que con ella se realizan tienen un aspecto más parecido a las de las instalaciones eléctricas de potencia que los utilizados con otras cápsulas, es decir son facilmente compatibles con bastidores que soportan aparamenta eléctrica en armarios centralizados de control. Como su base está aislada se disponen siempre sobre un radiador único normalmente de geometría asimétrica.

## CONCLUSION

La elevada eficacia y fiabilidad conseguida en las cápsulas plásticas para semiconductores, representa un cambio en la geometría de los montajes de control electrónico de potencia gracias al que se consigue una reducción en el tamaño y peso de los mismos y sobre todo una simplificación importante de los mismos, más acorde con la evolución de los sistemas de control y de costo más ventajoso. Se prevé para un futuro próximo una amplia utilización de las mismas incluyendo la aparición de nuevas cápsulas.□

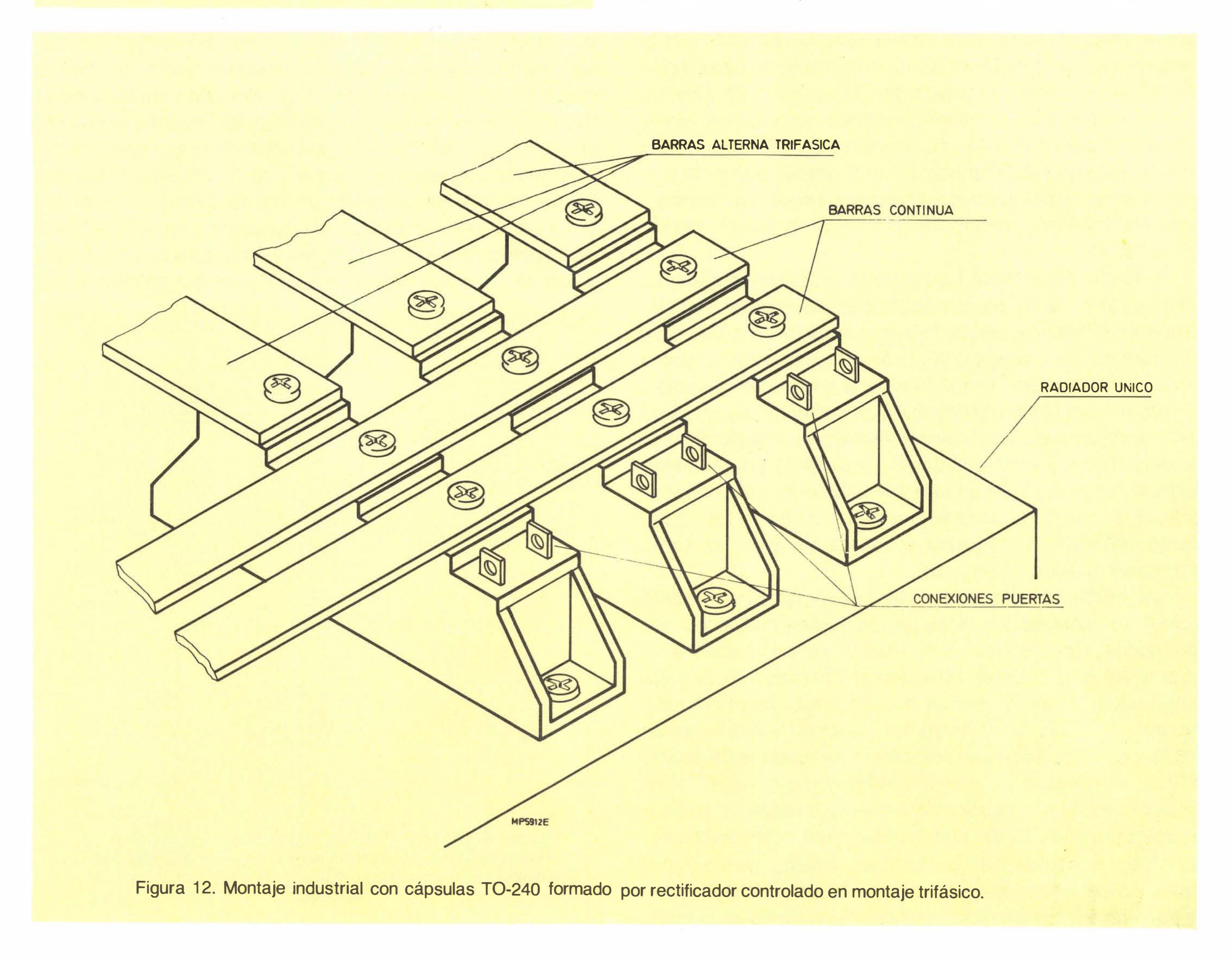



Figura 12. Montaje industrial con cápsulas TO-240 formado por rectificador controlado en montaje trifásico.

# Método mejorado para el diseño de inductores de potencia

**Los técnicos que vacilan al abordar problemas relacionados con el magnetismo, darán la bienvenida a esta nueva aproximación al diseño de inductores, en la que las propiedades del material del núcleo han sido ya tenidas en cuenta en gráficos de fácil uso.**

Los inductores de filtrado que tienen que soportar una componente de corriente contínua considerable o tener una autoinducción bien definida, son normalmente devanados sobre un núcleo cuyo circuito magnético incluye un entrehierro. La reluctancia (resistencia magnética) de este entrehierro reduce la permeabilidad efectiva del núcleo, bien sea para aumentar los amperios-vuelta a los que se produce la saturación, o para reducir el efecto de las variaciones de la permeabilidad del material del núcleo en la autoinducción del inductor.

El camino tradicional para diseñar un inductor con un núcleo con entrehierro implica el uso de las curvas de Hanna y otras de ellas derivadas. Este método tiene desventajas y limitaciones. La elección inicial del núcleo no es segura y tienen que hacerse varios diseños utilizando distintos núcleos antes de encontrar la solución óptima. El procedimiento de diseño implica considerables cálculos y repeticiones, y no son realmente previstos ni los efectos de los cambios en las condiciones de funcionamiento del núcleo ni las tolerancias mecánicas, especialmente en el entrehierro.

Para simplificar el diseño de los inductores de potencia que utilizan núcleos de "Ferroxcube" de grado 3C8, se ha ideado un método basado en gráficos obtenidos por medio de computador. El primer paso del diseño consiste en elegir un núcleo adecuado que resulta ser normalmente el definitivo. Los datos publicados en el nuevo manual de Ferritas Dulces (Vol C5, 1981) incluyen, para cada tipo de núcleo un gráfico que sustituye a la curva de Hanna que es la que se utiliza para el diseño gráfico del inductor.

## METODO DE DISEÑO

El Ferroxcube constituído por ferrita de manganeso-cinc ha demostrado ser un material excelente para núcleos de transformadores de potencia e inductores que operan a frecuencias ultrasónicas, especialmente en las fuentes de alimentación conmutadas. Los nuevos gráficos y el nuevo método para elegir el núcleo, simplifican grandemente el diseño de tales inductores.

Partiendo de la corriente de pico $I_M$ que el inductor debe soportar sin saturar el núcleo, y de la autoinducción mínima necesaria $L_{min}$, el diseñador obtiene directamente toda la información necesaria para la construcción del inductor. El tamaño del núcleo, el espesor del entrehierro, el número de espiras y la geometría del devanado se obtienen mediante procedimientos directos. Es de especial interés para aquellos técnicos que consideran esta materia como un arte oculto, el que las propiedades magnéticas del núcleo no figuren en absoluto en el proceso.

Este método de diseño permite tener en cuenta si la relación entre la corriente alterna y contínua es pequeña (inductores de filtrado) o es grande (inductores de convertidores simétricos). En la elaboración de los gráficos se han tenido en cuenta las variaciones en los parámetros debidas a la fabricación y a los cambios de temperatura. El procedimiento de diseño tiene en cuenta además las tolerancias en el entrehierro.

## Condiciones de funcionamiento del núcleo

El procedimiento de selección y los gráficos de diseño se han elaborado para núcleos de Ferroxcube 3C8 funcionando con una temperatura del punto más caliente de 100ºC. El funcionamiento a temperaturas más bajas no lleva el núcleo a saturación ni a la obtención de autoinducciones inferiores a $L_{min}$. La máxima densidad de flujo $B_M$ tenida en cuenta en el diseño es de 0,32 T; sin embargo, los gráficos pueden ser utilizados para un valor más bajo efectuando el diseño para una corriente de pico igual a 0,32 $I_M/B_M$. (Los símbolos utilizados en este artículo están tabulados y definidos en la tabla 1; los símbolos de las corrientes están definidos gráficamente en la figura 1. Nótese que en las ecuaciones, la unidad de frecuencia es el kHz, y no el Hz; y que la unidad de longitud es el mm. Algunas de las constantes de las ecuaciones están basadas en estas unidades).

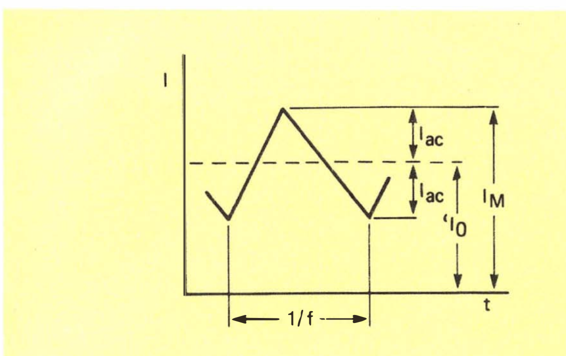



Figura 1.- Símbolos de la corriente en el inductor utilizados en el texto. (Ver también tabla 1 ).

**TABLA 1.- Definición de los simbolos utilizados**

| simbolo | unidad | definición |
|---|---|---|
| $A_L$ | H | factor de inducción $L/N^2$ |
| $b_w$ | mm | anchura de devanado (de una capa) |
| $B_M$ | T | densidad de flujo de pico |
| d | mm | diámetro nominal del alambre |
| $d_O$ | mm | diámetro total del alambre |
| f | kHz | frecuencia |
| $f_e$ | kHz | frecuencia efectiva (ver texto) |
| $F_R$ | – | factor de resistencia en c.a. $R_{ac}/R_{cc}$ |
| h | mm | espesor de la hoja conductora |
| H | mm | altura del devanado |
| $H_a$ | mm | altura disponible para el devanado |
| i | mm | espesor de espaciado entre capas |
| $I_e$ | A | corriente eficaz a plena carga |
| $I_O$ | A | componente de c.c. a plena carga |
| $I_{ac}$ | A | componente de c.a. a plena carga |
| $I_M$ | A | valor de pico de corriente a plena carga |
| L | H | autoinducción |
| N | – | número de espiras de un devanado |
| p | – | número de capas |
| $P_W$ | W | pérdidas en el devanado |
| $R_{ac}$ | $\Omega$ | resistencia en c.a. |
| $R_{cc}$ | $\Omega$ | resistencia en c.c. |
| s | mm | espesor del espaciado |

Nota: el subíndice id. significa valor "ideal"

## Aplicaciones

En la utilización del nuevo método de diseño, las aplicaciones se dividen en tres clases

I) $I_{ac}/I_o < 0,3$
como en los inductores de filtrado y los de los convertidores indirectos de las fuentes de alimentación conmutadas, en los que la densidad de flujo permanece siempre por encima de cero, (forma de onda de la corriente, trapezoidal).

II) $I_{ac}/I_o \cong 1$
como en los inductores en los que la densidad de flujo de funcionamiento retorna periódicamente a cero. Es el caso de los convertidores indirectos autooscilantes, (forma de onda de la corriente, triangular).

III) $I_{ac}/I_o > 2$
como en los inductores de las fuentes de alimentación conmutadas del tipo simétrico y en las reactancias para alumbrado fluorescente, en los que la excitación es simétrica.

En las aplicaciones de la clase III, el factor limitador en el diseño es más bien las pérdidas en el núcleo que su saturación. El funcionamiento en un nivel admisible de pérdidas en el núcleo, entraña normalmente la reducción del valor de pico de la densidad de flujo en el núcleo, en una cantidad que depende de la frecuencia de funcionamiento. El tratamiento que se da aquí a los diseños de la clase III conduce a resultados satisfactorios.

## ELECCION DEL NUCLEO

Los gráficos de diseño que figuran en el nuevo manual de ferritas dulces, se completan con tres gráficos para la selección del núcleo. Cada gráfico comprende un grupo de núcleos de acuerdo con su forma:

- Núcleos UU y UI (Fig. 2), que están compuestos respectivamente por dos núcleos en forma U o uno en forma de U y otro en forma de I, que generalmente conducen a diseños con el costo más reducido. Sin embargo, no están disponibles los carretes como complemento de los mismos.
- Núcleos EE, compuestos por un par de núcleos en forma de E, que pueden ser preferibles cuando predominan otras consideraciones como es la disponibilidad de los carretes.
- Núcleos EC, aunque diseñados en principio para transformadores, quizá pueden ser elegidos por poder ser utilizados tanto en transformadores como en inductores en un mismo equipo, con la consiguiente simplificación en el acoplo de componentes.

La figura 2 muestra el gráfico de selección de núcleos para núcleos UU y UI, ejemplos de los cuales se muestran en la figura 3.

### Procedimiento de selección

Las curvas de selección se utilizan para elegir el núcleo adecuado para la aplicación deseada. El diseño completo puede efectuarse entonces utilizando el gráfico de diseño que acompaña a los datos del núcleo en la confianza de que los resultados serán útiles. Los gráficos de selección se utilizan como sigue:

- Conocido el valor de pico de la corriente en el inductor $I_M$ y la autoinducción mínima necesaria $L_{min}$, se calcula el valor de $I_M^2 L_{min}$.
- Se elige, por lo menos provisionalmente, la forma del núcleo (UU/UI, EE o EC) basándose en las consideraciones expuestas en el párrafo anterior. Se traza en el gráfico de selección adecuado una línea horizontal a una altura igual a $I_M^2 L_{min}$. En los diseños de la clase III se utiliza un valor de $0,1\ f\ I_M^2 L_{min}$, en donde f es la frecuencia de funcionamiento en kHz.
- El núcleo cuya curva corta a esta línea horizontal puede utilizarse para la aplicación. Sin embargo, el espesor del espaciado correspondiente a esta intersección es solamente indicativo de su valor final.

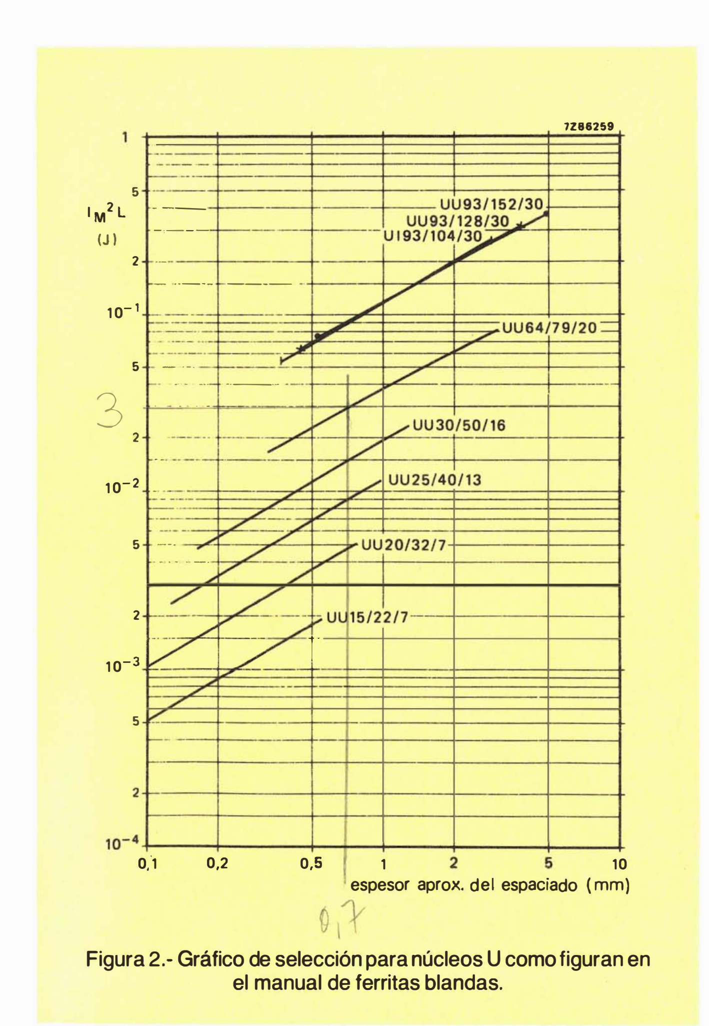



Figura 2.- Gráfico de selección para núcleos U como figuran en el manual de ferritas blandas.

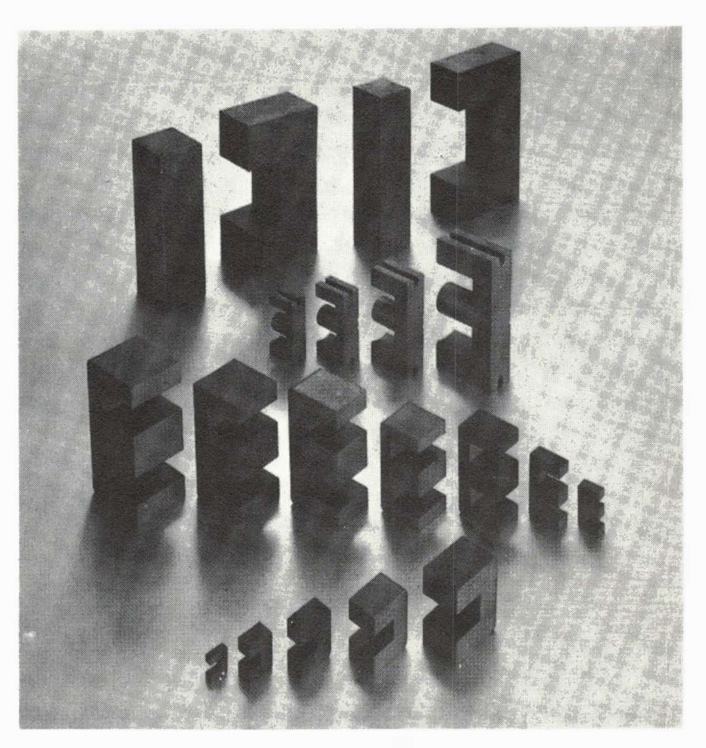


Figura 3.- Núcleos de "Ferroxcube" de ferrita grado 3C8.

## Efecto del tamaño del núcleo

Cuando, como es corriente, más de un núcleo puede ser utilizado, la decisión final viene determinada por la consideración de que el funcionamiento en la porción de la curva situada a la derecha corre el riesgo de sobrecalentamiento. Además, si se elige un núcleo mayor, el resultado será generalmente un diseño más prudente y eficiente que el basado en un núcleo que es escasamente suficiente.

## ESPESOR DEL ESPACIADO * Y NUMERO DE VUELTAS

Se utiliza ahora el gráfico que relaciona $(I_M^2L)_{máx}$ y $A_L$ en función del espesor del espaciado* del núcleo elegido. (Téngase en cuenta que para estos núcleos de potencia, el factor $A_L$ está dado en henrios).

El gráfico contiene un par de curvas de $(I_M^2L)_{máx}$ y de $A_L$ para cada una de las tres clases de aplicación. En la figura 4 aparece la gráfica correspondiente al núcleo UU64/79/20. En el procedimiento de diseño, se utiliza la pareja de curvas adecuada a la clase de aplicación, de la siguiente forma:

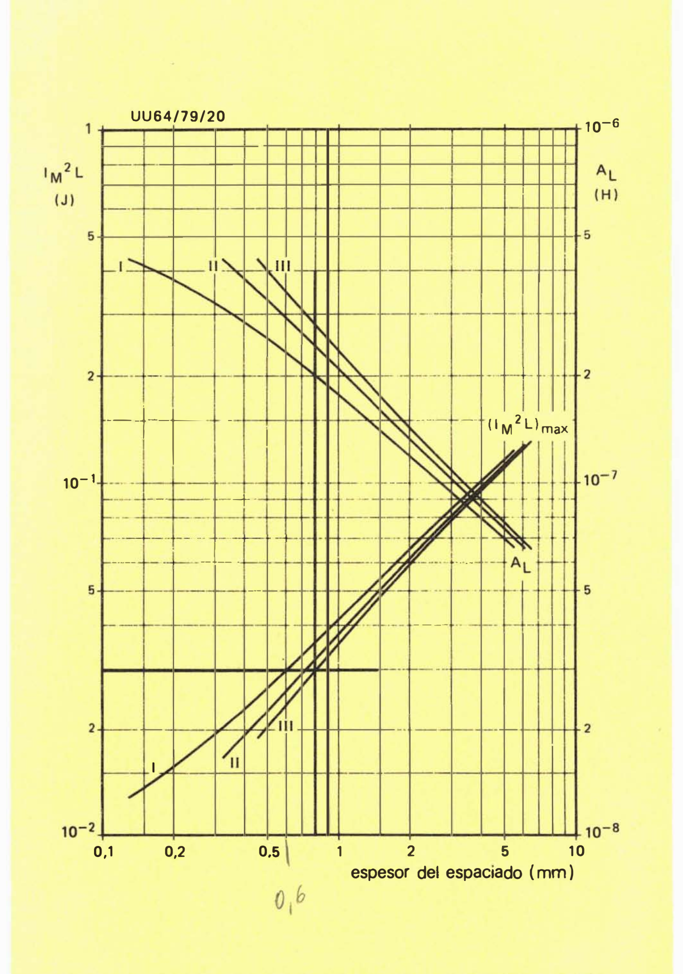



Figura 4.- Gráfico de diseño del núcleo UU64/79/20 del Manual de ferritas blandas.

* Se entiende por espaciado la separación entre ambas mitades del núcleo, que equivale a un entrehierro de doble espesor.

1. Se traza de nuevo en la gráfica una línea horizontal a la altura de $I_M^2 L_{min}$ (o de 0,1 f $I_M^2 L_{min}$ para las aplicaciones de la clase III) como en el procedimiento de selección. El punto de trabajo del núcleo debe estar situado por encima de esta línea y debajo de la curva de $(I_M^2L)_{máx}$ del núcleo. En la figura 5 está situado entre las líneas SQ y SP.

2. Se elige un espaciador adecuado, de espesor nominal s. Se trazan en las gráficas las líneas verticales $s_{min}$ y $s_{máx}$ siendo $s_{máx}$-$s_{min}$ el campo de tolerancia en espesor del espaciador y las capas de adhesivo asociado. (Las capas de adhesivo epoxy tienen un espesor variable entre unos 10 $\mu$m y 20 $\mu$m).Se debe asegurar que la distancia horizontal entre la intersección y $s_{min}$ (a en la figura 5) es mayor que la distancia entre $s_{min}$ y $s_{máx}$ (b en la figura 5).

3. Se leen los valores de $(I^2_M L)_{máx\,1}$ y de $A_{L1}$ en la gráfica. Para evitar la saturación, el número de espiras máximo admisible es:

$$N_{max} = \sqrt{\frac{(I_M^2 L)_{max\,1}}{I_M^2 A_{L\,1}}} \qquad (1)$$

Nótese que la esquina superior izquierda del área rayada de la figura 5 es el punto más crítico con respecto del número de espiras y a la saturación del núcleo.

4. Se lee el valor de $A_{L2}$ para $s_{máx}$. El mínimo número de espiras necesario para obtener $L_{min}$ es entonces:

$$N_{min} = \sqrt{\frac{L_{min}}{A_{L\,2}}} \qquad (2)$$

Nótese que la esquina inferior derecha es la más crítica con respecto al número de espiras y a $L_{min}$.

5. Se elige un número entero de espiras N entre $N_{min}$ y $N_{máx}$.

Nótese que si "a" fue tomado sólo ligeramente mayor que "b" (Fig. 5), el intento de diseño podría fallar, ya que tal número entero podría no existir, ya que si a < b, resulta $N_{máx} < N_{min}$.

6. Se establece la geometría del devanado utilizando el procedimiento de diseño del devanado de la sección siguiente.

## DISEÑO DEL DEVANADO

Las pérdidas debidas a las corrientes parásitas en un devanado que conduce c.a. aumentan rápidamente con el tamaño del conductor (en función de $d^4$ en un alambre), pero las pérdidas resistivas en un conductor disminuyen cuando aumenta el tamaño (en función de $d^{-2}$ en un alambre). De esto se desprende, por lo tanto, que debe haber un tamaño "ideal" de conductor dependiendo de la frecuencia en la cual las pérdidas son mínimas. Esto determina el límite superior en el tamaño del conductor, ya que no hay ninguna razón para aumentar las pérdidas utilizando un conductor más grueso. El empleo de un conductor más fino es a veces tolerable (con baja densidad de corriente) o necesario (espacio insuficiente).

Los procedimientos que figuran a continuación permiten determinar el número ideal de capas y el tamaño del alambre, o el espesor de una tira, para inductores que funcionan con una forma de onda de la corriente similar a la que muestra la figura 1. También pueden por supuesto indicar lo que debe hacerse en el caso de que la ventana disponible para el devanado sea insuficiente para alojar el devanado ideal.

Se supone aquí que los conductores son de cobre y que su temperatura de funcionamiento es de 100°C de forma que la resistividad del conductor es de 1/45 $\Omega$ mm²/m (un 30% más alta que a 20°C). Los símbolos utilizados están definidos en la tabla 1 y la figura 1.

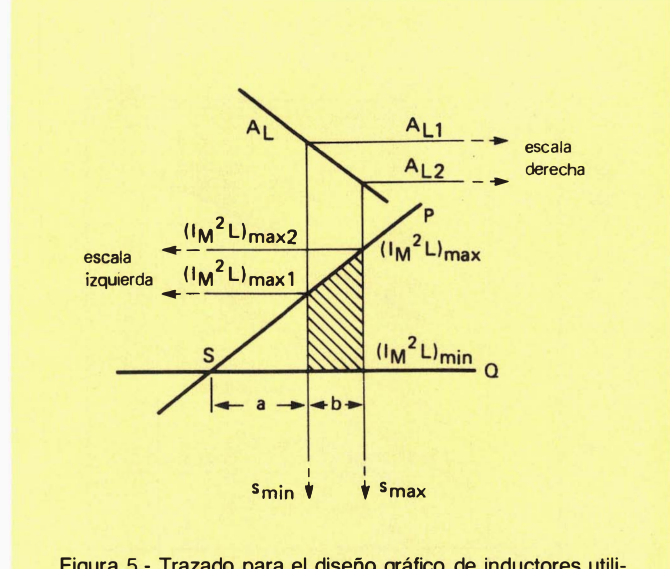



Figura 5.- Trazado para el diseño gráfico de inductores utilizando las nuevas gráficas.

## Frecuencia y corriente efectivas

Para reducir el efecto de la forma de onda en las pérdidas por corrientes parásitas en los devanados del inductor, es necesario transformar las frecuencias y corrientes reales en sus valores efectivos. Con corrientes senoidales, la frecuencia efectiva $f_e$ es igual a la frecuencia real f. Con pequeña distorsión de la forma de la onda y baja componente de c.c., todavía puede hacerse $f_e$ igual a f. Con la forma de onda de la figura 1 y suponiendo que los tiempos de subida y de bajada están situados entre el 15% y el 85% del período de repetición.

$$f_e = \frac{1.3f}{\sqrt{1 + 3(I_0/I_{ac})^2}} \qquad (3)$$

En los diseños de la clase I, $f_e$ puede ser únicamente de unos pocos kHz. Los efectos de las corrientes parásitas son entonces despreciables de forma que los devanados pueden diseñarse como si solamente condujeran c.c. Recuérdese que se debe utilizar el valor correcto de la resistividad en c.c.

Con la forma de onda de la figura 1, la corriente efectiva $I_e$ es determinada por:

$$I_e^2 = I_0^2 + I_{ac}^2/3$$

Sin embargo, con corrientes senoidales con componetes de c.c. significativas,

$$f_e = \frac{f}{\sqrt{1 + 2(I_0/I_{ac})^2}}$$

y

$$I_e^2 = I_0^2 + I_{ac}^2/2$$

en donde $I_{ac}$ es la amplitud de la componente de c.a.

## Devanados de capas múltiples de alambre redondo y macizo

En el siguiente procedimiento se supone que todas las capas tienen la misma anchura. Sin embargo, cuando el número de espiras no puede ser dividido en el número ideal de capas, se tolera una diferencia de una vuelta por capa.

1) El diámetro ideal del alambre es:

$$d_{id} = 2.6 \left( \frac{b_w}{Nf_e} \right)^{1/3}$$

2) Se elige el tamaño normalizado más próximo (de d y $d_o$) en una tabla de alambres como la IEC grado 1.

3) El número ideal de capas es entonces

$$p_{id} = \frac{N}{b_w/d_o - 1}$$

Nótese que esta expresión es solamente válida para $d_O$ del apartado 2

- Si $p_{id} \geq$ 1, 5 y la densidad de corriente en el alambre $d_{id}$ es excesiva, se debe hacer un nuevo diseño utilizando un núcleo más grande.
- Si $p_{id} \leq$ 1, 5, considérese el empleo de un devanado en forma de hoja o tira.
- Si $p_{id} \leq$ 1, la expresión de $d_{id}$ en la etapa 1 no es válida. Utilícese el procedimiento de capa única.

Hállese p redondeando $p_{id}$ hasta el número entero inmediatamente superior. Este redondeo aumenta el espaciado entre espiras.

4) La altura necesaria del devanado es:

$$H = p(d_o + i)$$

5) Si H excede la altura disponible $H_a$, o si la densidad de corriente es baja:

- redúzcase p en una capa
- elíjase el espesor de alambre para el cual

$$d_o \leqslant pb_w/(N + p)$$

- repítase desde la etapa 4, incluso si p = 1.

6) $F_R = 1 + ½(d/d_{id})^6$

Nótese que: $F_R = 1.5$ para $d = d_{id}$

cuando $d < 0.7d_{id}$, $F_R \approx 1.$

7) $P_W = I_e^2 R_{ac} = I_e^2 F_R R_{dc}$.*

## Devanados de una sola capa de alambre redondo y macizo

Este procedimiento de diseño debe utilizarse solamente cuando el valor de $p_{id}$ calculado en la etapa 3 de la sección anterior es igual o inferior a la unidad.

1) Elija el diámetro del hilo para el que $d_o \leqslant b_w/(N + 1)$.

2) $F_R = 0.33\ d\ f_e\ ^{½}N/(N + 1)$ , solamente si $p_{id}$ 1 en la etapa 3) de la sección anterior.

3) $P_W = I_e^2 R_{ac} = I_e^2 F_R R_{dc}$ *,

## Devanados con alambre de múltiples cabos (Litz)

Los efectos de las corrientes parásitas en los devanados con alambre de cabos múltiples (alambre de Litz) son despreciables y por lo tanto no se tiene que seguir ningún procedimiento especial. Sin embargo, los conductores de este tipo no son necesariamente la solución definitiva, ya que su factor de empaquetado y consecuentemente la conductividad térmica del devanado son bajos. Pueden representar una solución alternativa atractiva cuando el devanado ideal con conductor macizo, ocupa menos de la mitad de la altura disponible. La resistencia de los conductores de múltiples cabos, al igual que los macizos, es un 30% más elevada a 100° que a 20° C.

## Devanados con hoja o tira

En los inductores para fuentes de alimentación conmutadas de baja tensión se utilizan frecuentemente devanados formados por conductores en forma de hoja o tira. La anchura de la tira es igual a la anchura disponible para el devanado.

1) $h_{id} = \dfrac{3.1}{\sqrt{(Nf_e)}}$

2) $h_{min} = 0.8 \dfrac{h_{id}}{\sqrt{N}}$

3) $h_{max} = \dfrac{H_a}{N} - i$

* La resistencia en c.c. del cobre es de $0{,}0283/d^2\ \Omega$/m a 100° C.

Se elige el valor de i adecuado a una tira de espesor de alrededor de $H_a/N$. Si $h_{máx} < h_{min}$, pruébese de utilizar un devanado con alambre.

4) Elíjase el espesor de la tira de tal manera que $h_{min} \leq h \leq h_{max}$. Trátese de que $h = h_{id}$.

5) $$F_R = 1 + \frac{1}{3}\left(\frac{h}{h_{id}}\right)^4$$

Cuando $h = h_{id}$, $F_R = 1.33$; y si $h < 0.6\,h_{id}$, $F_R \simeq 1$.

6) $$P_W = I_e^2 R_{ac} = I_e^2 F_R R_{dc}.$$

Nótese que la resistencia de una tira de cobre es $1/(45 b_w h)\Omega/m$ a $100\,°C$.

## EJEMPLO DE DISEÑO

Se necesita un inductor de un mínimo de 30 mH para una corriente de pico de 1 A a 30 kHz con una forma de onda como la que muestra la figura 1. $I_{ac}/I_o = 0{,}1$ por lo tanto perteneciente a la clase I.

### Elección del núcleo

Como el coste es importante y las cantidades justifican el construir un carrete para el cliente, se ha elegido un núcleo UU.

El valor de $I_m^2 L_{min} = 3 \times 10^{-2}$ J. Una línea horizontal a la altura de este valor trazada en la gráfica de selección de los núcleos UU corta a la curva correspondiente al núcleo UU64/79/20 con un espaciado de alrededor de 0,7 mm.

### Número de espiras y espesor del espaciado.

Otra línea horizontal a la altura de $I_M^2 L_{min} = 3 \times 10^{-2}$ J trazada en el gráfico de diseño del núcleo UU64/79/20 de la figura 4 corta a la curva correspondiente de $(I_M^2 L)_{max}$ correspondiente a la clase I a un espesor del espaciado igual a 0,6 mm. Está disponible hoja de cartón bakelizado de un espesor de 0,9 mm con una tolerancia de –0,1 mm. El espesor del adhesivo está situado entre 0,01 y 0,02 mm, de forma que el espesor final del espaciado puede estar situado entre 0,81 y 0,92 mm. Las líneas verticales de estos valores están trazadas en la gráfica de diseño. La condición impuesta con referencia a la figura 5, de que sea $a > b$, se cumple.

De acuerdo con la figura 4, $(I_M^2 L)_{max1} = 0{,}036$ J y $A_{L1} = 2 \times 10^{-7}$H. Así, pues, según la ecuación (1)

$$N_{max} = \sqrt{\frac{0.036}{1 \times 2 \times 10^{-7}}} = 424.26 \text{ espiras}$$

Como $A_{L2} = 1{,}9 \times 10^{-7}$H, el número de espiras según la ecuación (2) es:

$$N_{min} = \sqrt{\frac{0.03}{1.9 \times 10^{-7}}} = 397.36$$

Como $N_{máx}$ es, como debe ser, superior a $N_{min}$, el diseño es adecuado de forma que el número de espiras puede elegirse entre ambos límites.

### Diseño del devanado

La frecuencia efectiva de funcionamiento del núcleo viene expresado por la ecuación (3).

$$f_e = \frac{1.3 \times 30}{\sqrt{1 + 3\,(0.1^{-2})}} \simeq 2.25\,\text{kHz}$$

A esta frecuencia efectiva se pueden despreciar los efectos de las corrientes parásitas y se puede diseñar el devanado de forma que llene el espacio disponible incluyendo el espesor de las paredes del carrete. □

# Unidad intensificadora acoplada por medio de lentes para cámaras de TVCC de bajo nivel de luz

**Las cámaras de vigilancia de los sistemas de televisión en circuito cerrado (TVCC) tienen que funcionar a menudo bajo condiciones que van desde la plena luz solar a la luz de las estrellas, lo que representa una variación de magnitud de octavo orden, que la cámara no puede manejar por ella misma. Este artículo describe una combinación práctica que sí puede hacerlo. Consiste en un tubo de cámara Newvicón con un intensificador de imagen de placa de microcanal para adaptarlo a la luz de las estrellas, y de un objetivo con lentes auto-iris y con centro manchado de densidad neutra para proteger el intensificador de imagen de la luz del sol.**

Los sensores más ampliamente utilizados en las cámaras de TV para bajo nivel de luz son:

- vidicones de múltiples diodos de silicio (vidicones de silicio);
- vidicones con blanco de silicio intensificado e intensificador;
- combinaciones de tubos de cámara e intensificador de imagen acoplados por medio de fibras ópticas o lentes.

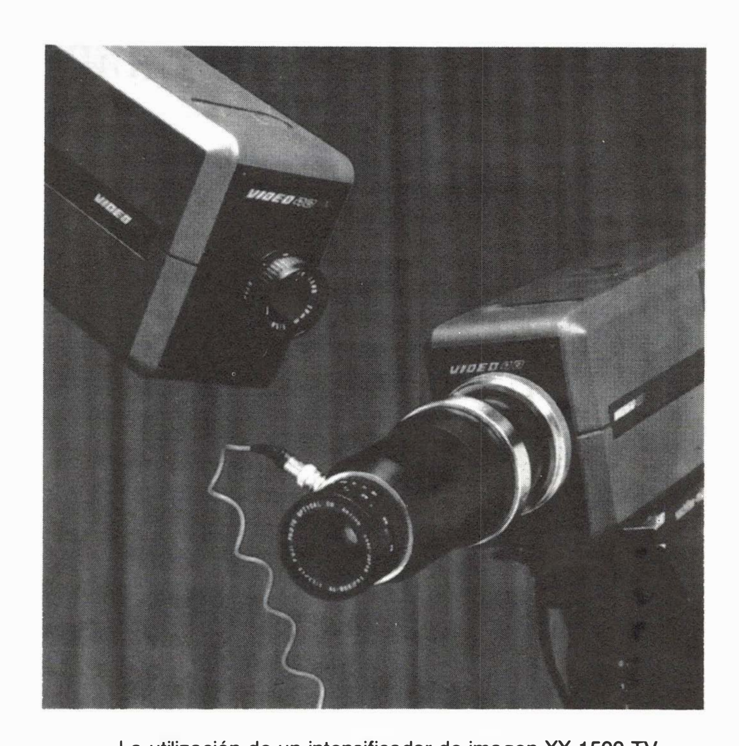
Al elegir el mejor sensor para una determinada aplicación, los factores más importantes a considerar son: el margen de iluminación en el que la cámara debe funcionar, el contenido espectral de la iluminación de la escena, la resolución necesaria, y el tamaño, peso y coste de la cámara.

## Vidicón de silicio

El sensor más sencillo es el vidicón de silicio cuya alta sensibilidad, comparada con la del vidicón convencional, es debida principalmente a su buena respuesta a la radiación de infrarojos. Sin embargo, cuando se utiliza con luz visible únicamente, se comporta sólo algo mejor que el vidicón convencional. Así pues, el vidicón de silicio sólo puede utilizarse con una iluminación baja de hasta unos 10 lux (luz de crepúsculo). Para iluminaciones más bajas, los sensores deben incorporar algún sistema intensificador de luz.

## Combinación vidicón/intensificador de diodo

La disposición más simple es la de un vidicón (o uno de sus derivados) acoplado ópticamente por medio de fibras ópticas a un intensificador de imagen de una etapa. Esta combinación se comporta bien con una iluminación de 0,1 lux (a plena luz de la luna), lo que la hace adecuada en algunas aplicaciones de vigilancia en ciudades, donde la dispersión de la luz por la atmósfera proporciona este nivel de iluminación. El uso de un intensificador en cascada puede ampliar hacia abajo el margen de funcionamiento a una iluminación de la escena de 1 mlux aproximadamente. Otro sensor que también se puede utilizar con este nivel de luz es el I S V.




La utilización de un intensificador de imagen XX 1500 TV ante un tubo de cámara permite a las cámaras de T.V.C.C. funcionar con escenas iluminadas con iluminaciones tan bajas como la de las estrellas. Arriba a la izquierda: una cámara normal Video 40; abajo a la derecha: la misma cámara con unidad intensificadora.

## I S V

El I S V está compuesto de un intensificador de imagen sólo de diodo (sin pantalla) acoplado a un vidicón con blanco de silicio intensificado en un único encapsulado al vacío, que es sensible a los fotoelectrones. El I S V puede funcionar en niveles tan bajos como el límite de ruido de los fotoelectrones. Una desventaja del I S V es que exige un diseño especial de la cámara y además, que cualquier fallo tanto en el intensificador como en el tubo de cámara significa el tener que reemplazar el tubo completo.

Una desventaja común a todas las combinaciones hasta ahora descritas es que utilizan intensificadores de la primera generación, los cuales no toleran ni las fuentes de luz brillantes ni los cambios rápidos de la iluminación de la escena. Los halos alrededor de los puntos de elevada iluminación hacen que estos intensificadores sean inadecuados en la mayoría de las aplicaciones de vigilancia urbana.

## Combinación Newvicón/intensificador de placa de microcanal.

La combinación de Newvicón e intensificador de placa de microcanal puede funcionar también en niveles tan bajos como el límite de ruido del fotoelectrón. Además, tiene la ventaja de utilizar un intensificador que es pequeño y ligero y que posee intrínsecamente una buena supresión de los efectos de los puntos de luz brillantes.

## ¿ACOPLAMIENTO POR MEDIO DE FIBRAS OPTICAS O LENTES?

Existen tres formas básicas de acoplar un intensificador a un tubo de cámara:

- acoplamiento directo por medio de fibras ópticas.
- acoplador de fibras ópticas con plano conectado a masa;
- acoplamiento por lentes.

Aunque el acoplamiento por fibras ópticas (FO) tiene una mayor eficacia en el acoplamiento de la luz, el acoplamiento por lentes tiene ventajas prácticas decisivas porque se puede añadir a las cámaras ya existentes como accesorio.

## Acoplamiento directo por fibras ópticas

En este sistema, la ventana de salida de fibra óptica de un intensificador de imagen sin fuente de alimentación incorporada se monta en contacto óptico con la cara frontal de FO del tubo de cámara.

*Desventajas*

– Requiere un tubo de cámara especial con cara frontal de fibra óptica.

– Exige un montaje mecánico especial de intensificador y tubo de cámara para asegurar el contacto óptico de las fibras ópticas.

– Necesita una fuente de alimentación especial aparte para el intensificador. El diseño de la fuente de alimentación para los intensificadores de la segunda generación es más complicado que para los de la primera generación. Para evitar señales espúreas en la salida del tubo de cámara, el potencial del electrodo pantalla debe estar libre de rizado, lo que exige disposicioines de puesta a tierra complicadas.

– Requiere un intensificador no normalizado con salidas por hilos sueltos.

## Acoplador de fibras ópticas con plano puesto a masa

La manera de soslayar los problemas de alimentación y puesta a masa asociados con el acoplamiento directo por fibras ópticas es utilizar un acoplador de fibras ópticas que tiene en una cara una película conductora transparente que está conectada a un recubrimiento conductor que rodea la circunferencia del disco. El acoplador está colocado entre la pantalla del intensificador y la cara frontal de la cámara con la superficie conductora en contacto con la pantalla del intensificador. El recubrimiento está conectado a la masa principal del tubo de cámara y la envoltura metálica de blindaje del intensificador.

El acoplador permite usar un intensificador normal con fuente de alimentación incorporada, pero sigue teniendo los otros inconvenientes del acoplamiento por FO y además surgen nuevos problemas.

*Inconvenientes*

– Exige también un tubo de cámara especial con cara frontal con fibras ópticas.

– Requiere también un mecanismo especial de montaje del intensificador y el tubo de cámara para asegurar el contacto óptico de las fibras ópticas.

– Se producen pérdidas de luz adicionales entre el intensificador y el tubo de cámara.

## Acoplamiento por lentes

*Ventajas:*

– Se pueden utilizar las cámaras ya existentes añadiéndoles una unidad.

– Se utilizan básicamente intensificadores de imagen y tubos de cámara normales (es decir sin FO).

– Es posible la sustitución tanto del intensificador como del tubo de cámara en el sitio de trabajo.

– El sistema no está restringido a una relación de tamaños 1:1, con lo que pueden utilizarse tubos de cámara más pequeños.

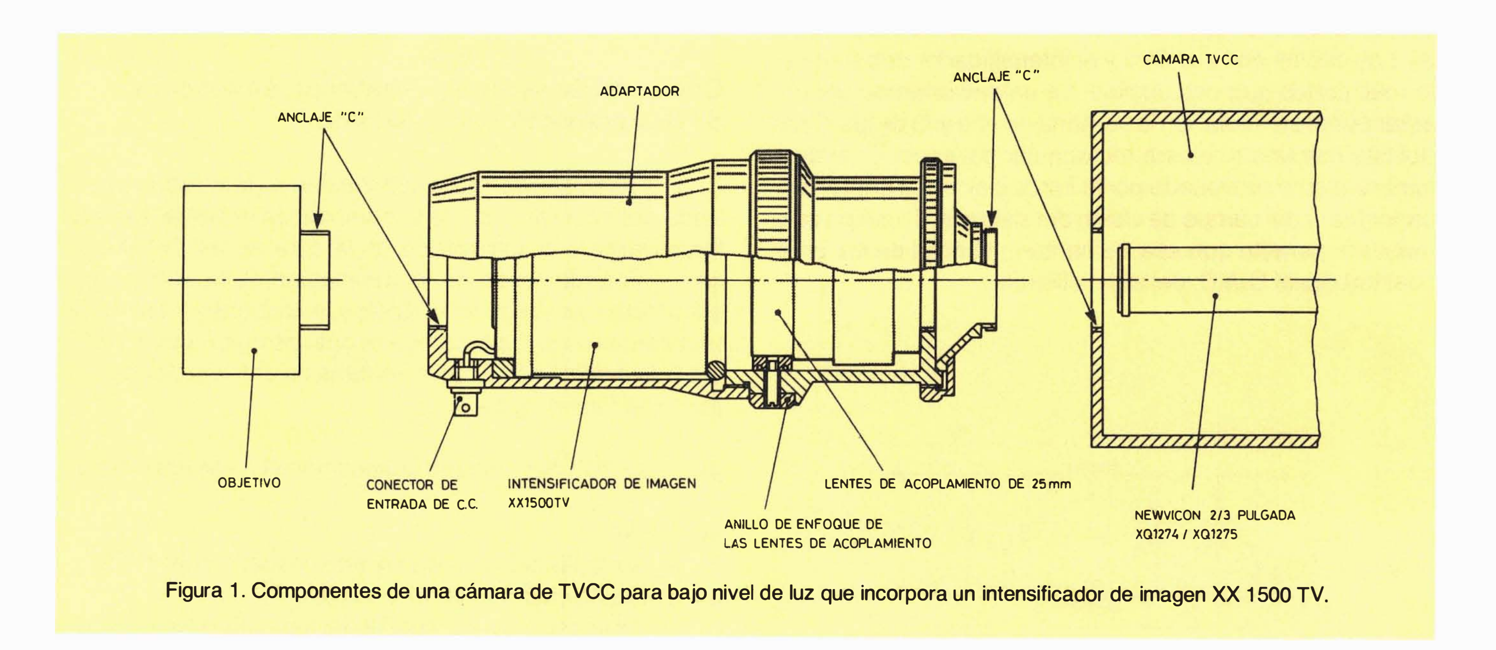



Figura 1. Componentes de una cámara de TVCC para bajo nivel de luz que incorpora un intensificador de imagen XX 1500 TV.

*Inconvenientes:*

– Una eficacia más baja del acoplamiento lumínico que con las fibras ópticas.

– Una óptica más larga, que no obstante puede ser compensada con el empleo de tubos de cámara más pequeños.

## CAMARA CON UNIDAD XX 1500 TV ADICIONAL

La figura 1 muestra los elementos de la cámara, que son:

### El objetivo

Puede ser cualquier lente de tubo de cámara de 1 pulgada, que tenga un soporte acoplador "C", y cuyo tipo de lentes depende del campo de visión y del número f necesario. Para escenas de elevada iluminación, el objetivo debe estar provisto de diafragma iris y de filtros atenuadores de luz para asegurar que la iluminación de fotocátodo del XX 1500 TV no sea superior al máximo admisible de 1 mlux en forma contínua.

### El intensificador de imagen XX 1500 TV

El XX 1500 TV es un intensificador de baja distorsión y autoenfoque con placa de microcanales, alimentación incorporada y Control Automático de Brillo (CAB). La ganancia mínima del XX 1500 TV es de 65.000 y posee intrínsecamente una buena supresión de luz y proteción frente a los focos luminosos de alto brillo. La figura 2 muestra su característica de transferencia y la tabla 1 sus características.

Este intensificador necesita una alimentación de corriente contínua de 2 - 3, 6 V que puede obtenerse de la cámara de televisión a través de un regulador adecuado o de una fuente aparte, como por ejemplo un par de pilas secas de 1,5 V. El consumo es inferior a 180 mW. Puede ser necesario un filtro para evitar que cualquier interferencia en el lado de tensión más baja de la alimentación del intensifica-

**TABLA 1.- Resumen de características del XX1500TV**

| | |
|---|---|
| fotocátodo | S25 |
| sensibilidad luz blanca | 350 μA/1 m |
| sensibilidad para $\lambda$ = 800 nm | 35 mA/W |
| sensibilidad para $\lambda$ = 850 nm | 25 mA/W |
| ganancia | 70.000 |
| iluminación de entrada al comienzo del C.A.B. | 0,6 mlx |
| factor de transferencia de modulación | |
| 2,5 ciclos/mm | 90% mín. |
| 7,5 ciclos/mm | 65% mín. |
| 16 ciclos/mm | 30% mín. |
| resolución límite | 36 lp/mm (~390 líneas TV) |
| área útil del fotocátodo | 10,8 mm x 14,4 mm |

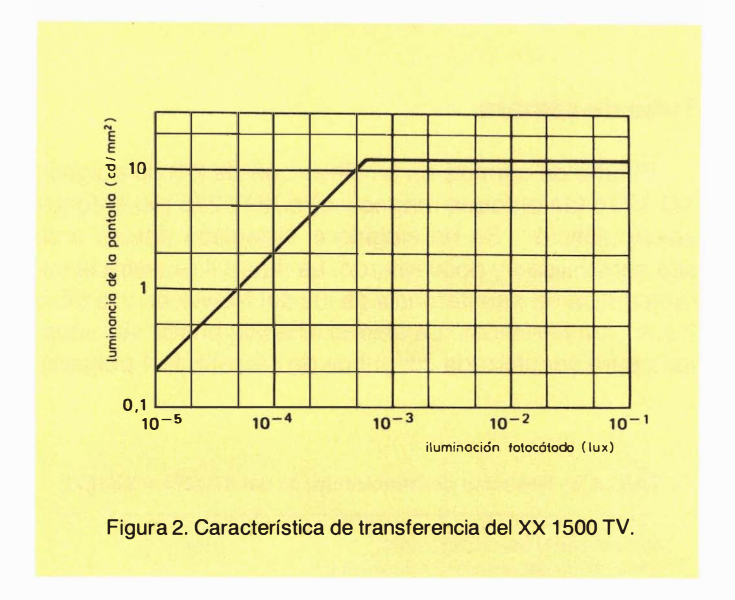



Figura 2. Característica de transferencia del XX 1500 TV.

dor, alcance el amplificador de vídeo de la cámara (figura 3). Los cables entre el filtro y el intensificador deberán ser lo más cortos que sea posible. La unidad añadida deberá estar puesta a masa. En la ventana de entrada de las fibras ópticas hay una máscara rectangular para reducir el deslumbramiento provocado por la luz que alcanza el intensificador fuera del campo de visión del sistema. El uso de esta máscara permite que sea aumentado el nivel de luz en el cual trabaja el C.A.B. del intensificador.

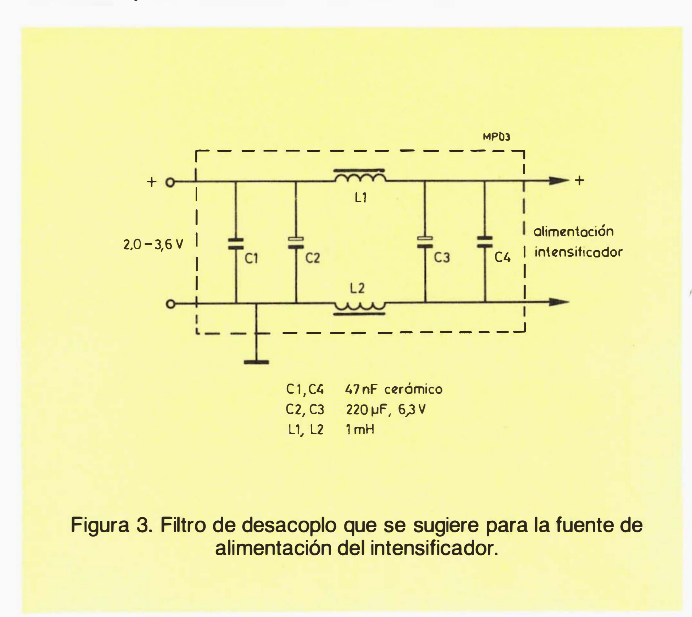



Figura 3. Filtro de desacoplo que se sugiere para la fuente de alimentación del intensificador.

## Lentes de acoplamiento

Las lentes de acoplamiento enfocan la imagen en la pantalla de FO del XX 1500 TV sobre la cara frontal del tubo de cámara. En la unidad añadida que se describe, se ha utilizado una lente Fujinon de 25 mm y J/1,4.

## Tubo de cámara

El tubo de cámara es un Newvicón de 2/3 de pulgada XQ 1274 (de enfoque magnético) o XQ 1275 (de enfoque electrostático). Se ha elegido el Newvicón debido a su alta sensibilidad y poco retardo. La figura 4 muestra la característica de transferencia de luz del Newvicón y la tabla 2 sus características. La unidad añadida puede ser adaptada para ser utilizada con tubos de cámara de 1 pulgada.

**TABLA 2.- Resumen de características del XQ1274 y XQ1275**

| | |
|---|---|
| corriente en la oscuridad a 25°C | 5 nA |
| corriente de señal para una iluminación de la placa anterior de 1 lux, temperatura de color 2856K | 260 nA |
| resolución en el centro de la imagen | 650 líneas de TV |
| máxima respuesta espectral | 750 nm |

# CARACTERISTICAS DE FUNCIONAMIENTO

## Corriente de señal del Newvicón en función de la iluminación de la escena.

Las relaciones entre la iluminación en la ventana de entrada del intensificador, la luminancia de la pantalla del intensificador y la iluminación de la cara frontal del Newvicón, como funciones de la iluminación de la escena y la efectividad, se dan en el Apéndice, ecuaciones (1) a (4). En una cámara con los parámetros ópticos que muestra la tabla 3, la iluminación $E_i$ de la ventana de entrada del intensificador en lux es igual a:

$E_i = 5.9 \times 10^{-2} E_s r$ según la ecuación (1), ver Apéndice,

en donde

$E_s$ es la iluminación en lux de la escena observada y r es la reflectividad media de la escena.

La luminancia de la pantalla del intensificador $L_s$ en cd/m$^2$ para un intensificador con una ganancia 70.000 es

$L_s = 2.2 \times 10^4 E_i$ según la ecuación (3)

según la ecuación (4), la iluminación de la cara frontal del Newvicón $E_N$ en lux es

$$E_N = 2.0 \times 10^3 E_i.$$

Como la imagen vista por el Newvicón aparece en la pantalla de fósforo verde P20 del intensificador, la sensibilidad efectiva del Newvicón es solamente 0,24 veces el valor publicado para la luz procedente de una fuente de 2856 K. Así pues, la iluminación eficaz de la cara frontal $E_{N(ef)}$ es 4,8 $\times 10^2 E_i$.

**TABLA 3.- Parámetros ópticos de la cámara LLLTV con XX1500TV y XQ1274**

| | | |
|---|---|---|
| objetivo | | |
| abertura relativa $f_o$ | 1,9 | valores opcionales |
| coeficiente de transmisión $T_o$ | 0,85 | |
| acoplamiento de lentes | | valores para el adaptador |
| abertura relativa $f_o$ | 1,4 | |
| coeficiente de transmisión $T_o$ | 0,62 | |
| magnificación entre la pantalla del intensificador y la placa anterior del Newvicon | 0,65 | |

En un Newvicón típico cuya corriente de señal es 260 n A por 1 lux de iluminación de la cara frontal procedente de una fuente de 2856 K, la corriente de señal $I_s$ (también en n A) en la cámara intensificada es

$$I_s = 260\, E_{N(eff)}$$
$$\approx 1.3 \times 10^5 E_i$$
$$\approx 7.5 \times 10^3 E_s r.$$

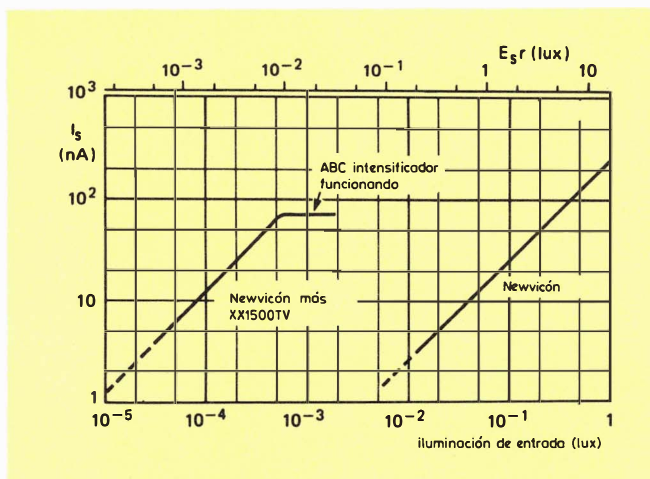



Figura 4. Corriente de señal de Newvicón XQ 1274, $I_s$, en función de la iluminación de entrada y del producto iluminación por reflectividad de la escena, $F_sV$, para el Newvicón solo y acoplado a un intensificador XX 1500 TV por medio de adaptador. Ganancia del intensificador 70.000, $f_c/1,4$; $T_c = 0,62$; $m = 0,65$; $f_o/1,9$; $T_o = 0,85$.

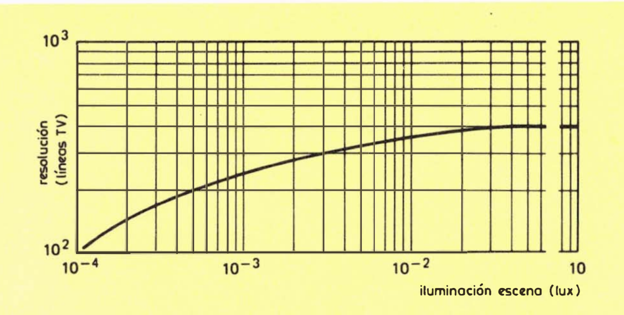



Figura 5. Resolución de una cámara para TVCC con el Newvicón XQ 1274 con un intensificador XX 1500 TV y un adaptador, en función de la iluminación de la escena. Ganancia del intensificador 70.000, objetivo Tamron de 75 mm, f/1,9; lentes de acoplamiento Fujinon de 25 mn, f/1,4; y reflectividad de la escena 100 %

La figura 4 muestra la corriente de señal del Newvicón en función de la iluminación de entrada y del producto de la iluminación de la escena por la reflectividad, del Newvicón XQ 1274 solo,y de una cámara con el XX 1500 TV como intensificador para el Newvicón.

El C.A.B. del intensificador actúa cuando $E_i > 0,54$ mlux.Mayores iluminaciones no producen aumentos significativos de la corriente de señal, que para una iluminación de 0,54 mlux es de unos 70 nA, según la figura 4. A esta iluminación, la resolución de la cámara casi alcanza su máximo de 400 líneas de TV (Fig. 5).

La calidad de la imagen depende del comportamiento del amplificador de vídeo de la cámara. Sin embargo, una corriente de señal de 30 nA normalmente es suficiente para dar una buena imagen, y una corriente tan baja como 4 nA, que es todavía adecuada en aplicaciones de vigilancia, necesita un producto iluminación por reflectividad de la escena de solamente 0,6 mlux. Esto significa que la cámara puede funcionar por lo menos con una iluminación de la escena tan baja como 1 mlux (la luz de las estrellas). La utilización de un objetivo más rápido, con f/0,95 por ejemplo, podría mejorar el rendimiento funcional en cuatro veces (suponiendo que el sistema de transmisión sea el mismo).

## Atenuación de la luz con iluminación alta

Aunque una iluminación de entrada superior a 0,54 m lux no hace aumentar la corriente de señal, puede reducir la vida en funcionamiento del intensificador. Cuando un sistema de TVCC con intensificador de imagen se utiliza para vigilancia,funciona probablemente las 24 horas del día. Si no se dispone de alumbrado artificial, la cámara debe ser capaz de funcionar con iluminaciones de la escena que varían unos 8 órdenes en magnitud: desde $10^5$ lux a pleno sol, hasta $10^{-3}$ lux a la luz de las estrellas.

Para obtener un rendimiento óptimo, y una máxima vida del intensificador, y para evitar el efecto "pata de gallo", la iluminación continua de la ventana de entrada del intensificador debe estar limitada a un máximo de 1 mlux. Con sol brillante, esto exige una atenuación de $10^8$, que puede ser efectuada por un objetivo que tenga un coeficiente T de 3600. (El número T es igual al número f partido por la raíz cuadrada de la transmisión). Los objetivos auto-iris con lentes cuyo centro está moteado con densidad neutra pueden ser utilizados para conseguir esta atenuación. Cuando se utilizan objetivos con auto-iris se debe asegurar que el control del iris se inicie en un nivel de luz por debajo del que provoca el funcionamiento del C.A.B. del intensificador.

## Apéndice.

La iluminación de la ventana de entrada del intensificador $E_i$, en lux, es:

$$E_i = E_s r T_o / 4f_o^2 \qquad (1)$$

donde
$E_s$ es la iluminación en lux de la escena observada
r es la reflectividad media de la escena
$T_o$ es la transmisión del objetivo
$f_o$ es la abertura relativa del objetivo.

La iluminación de la cara frontal del Newvicón $E_N$, en lux, es

$$E_N = \pi L_s T_c / 4f_c^2 (m + 1)^2 \qquad (2)$$

donde
$L_s$ es la luminancia de la pantalla del intensificador en cd/m²
$T_c$ es la transmisión de las lentes de acoplamiento
$f_c$ es la abertura relativa de las lentes de acoplamiento
m es la magnificación de la imagen entre la pantalla del intensificador y la cara frontal del Newvicón.

La ganancia G del intensificador es:

$$G = \pi L_s / E_i \qquad (3)$$

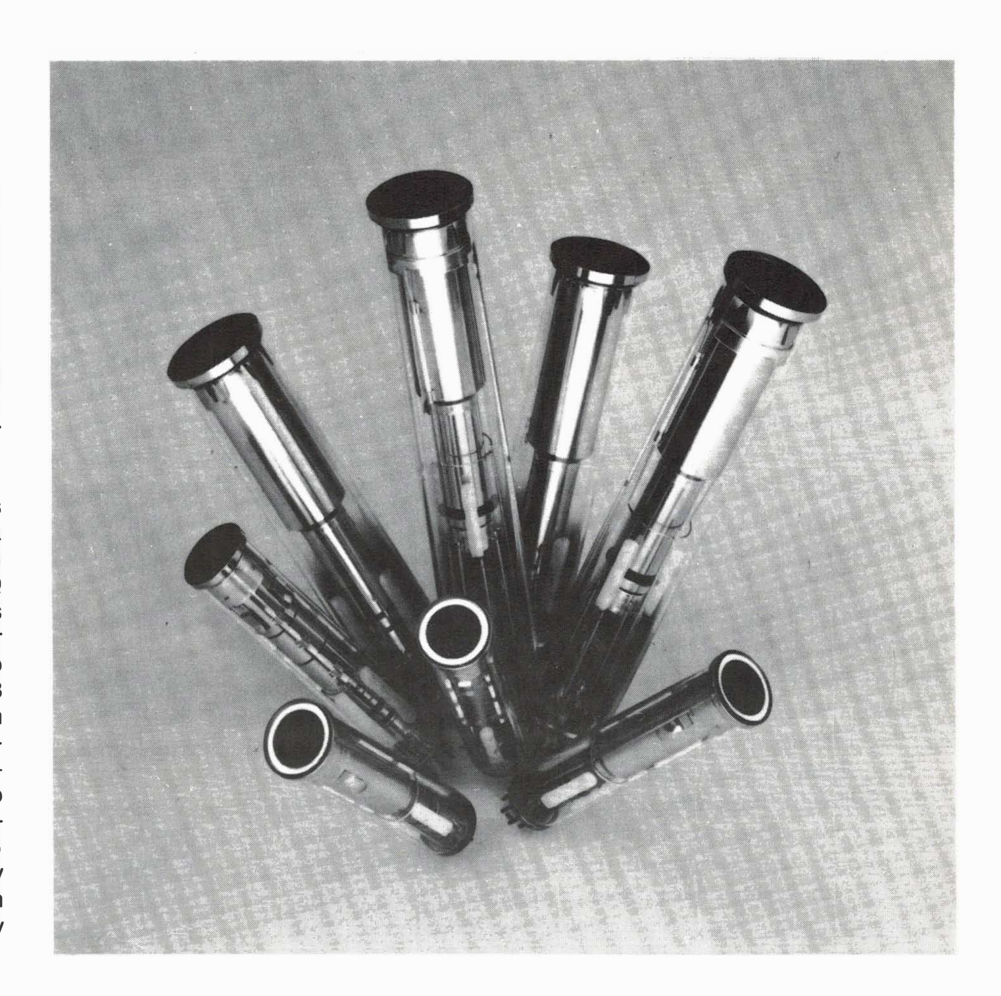
A partir de las ecuaciones (2) y (3), se tiene

$$E_N = G T_c E_i / 4f_c^2 (m + 1)^2 \qquad (4)$$

## NEWVICON DE 1" PARA EL INFRARROJO PROXIMO: XQ 1443

El nuevo tubo Newvicon de 1" (25 mm) para el infrarrojo próximo que anuncia Miniwatt S.A., tiene una respuesta espectral ampliada para darle una sensibilidad ultra alta a la luz visible y del infrarrojo próximo. Por lo tanto, puede hacer que una cámara de video estándar sea adecuada para vigilancia y seguridad en el crepúsculo, asi como para aplicaciones industriales tales como en fábricas siderúrgicas, y otras fábricas donde el proceso de producción tiene que controlarse remotamente.

El XQ 1443 utiliza similares tensiones de trabajo y mecánicamente es idéntico a los tubos Newvicon estándar tal como el XQ 1440 y a los Vidicon (XQ 1240 y XQ 1241). Por lo tanto, es ideal para nuevos diseños de cámaras y para perfeccionar cámaras que contienen todavía un tubo Vidicon o Newvicon estándar. El XQ 1443 se une al XQ 1276 de 2/3" (18 mm) en nuestra gama de tubos de cámara Newvicon que tiene una respuesta espectral extendida en la región del infrarrojo por lo menos 100 mm más que los tubos Newvicón estándar. Ambos tubos tienen el 50% de su sensibilidad máxima a 920 mm, y tienen enfoque magnético, desviación magnética, baja potencia de filamento y malla separada.



## CONTROLADOR DE MEMORIA FIFO RAM

Miniwatt presenta un circuito integrado que puede convertir las memorias de acceso aleatorio (RAM) estándar en grandes memorias reforzadoras FIFO (first-in first-out). Este nuevo dispositivo bipolar LSI es el 8X60 y es llamado Controlador FIFO-RAM. Permite interconectar dos sistemas temporizados independientes para transferir datos reforzados con velocidades superiores a 4 MHz.

El 8X60 proporciona una dirección (hasta 12 bits) a una RAM elegida por el usuario de la anchura de datos elegida. Se pueden elegir profundidades FIFO de 64, 256, 1024 y 4096. Se obtiene un único acoplamiento de cuatro señales para el control de lectura y escritura de los sistemas de comunicación, asi como señales de estado para indicar las condiciones "full", "half-full" y "empty". Para facilitar el diseño del sistema, la lógica de arbitración está contenida dentro del8 X 60para eliminar el contenido entre las operaciones de lectura y escritura.

Todas las entradas y salidas son TTL estándar con las salidas de dirección que tienen una capacidad de excitación de 16 mA. Además, todas las salidas de dirección son de tres estados, permitiendo que el espacio de la memoria FIFO sea sólo una parte de una RAM de aplicación general más grande.

Para soportar esta operación de alta velocidad, el 8X60 tiene un tiempo de "caida" igual a cero. Otras memorias FIFO tienen que temporizar la caida además de su tiempo de acceso, durante el cual no se debe volver a acceder al componente. El 8X60 con RAM no tiene esta limitación.

El 8X60 está fabricado utilizando Lógica Schottky integrada (ISL), proceso que tiene compatibilidad de alta velocidad con una amplia gama de memorias RAM bipolares.

El 8X60 trabaja a partir de una única fuente de alimentación y necesita sólo una resistencia de caida externa adicional para proporcionar una alimentación de corriente a la lógica ISL interna. Está encapsulado en una cápsula DIL de plástico de 28 terminales.

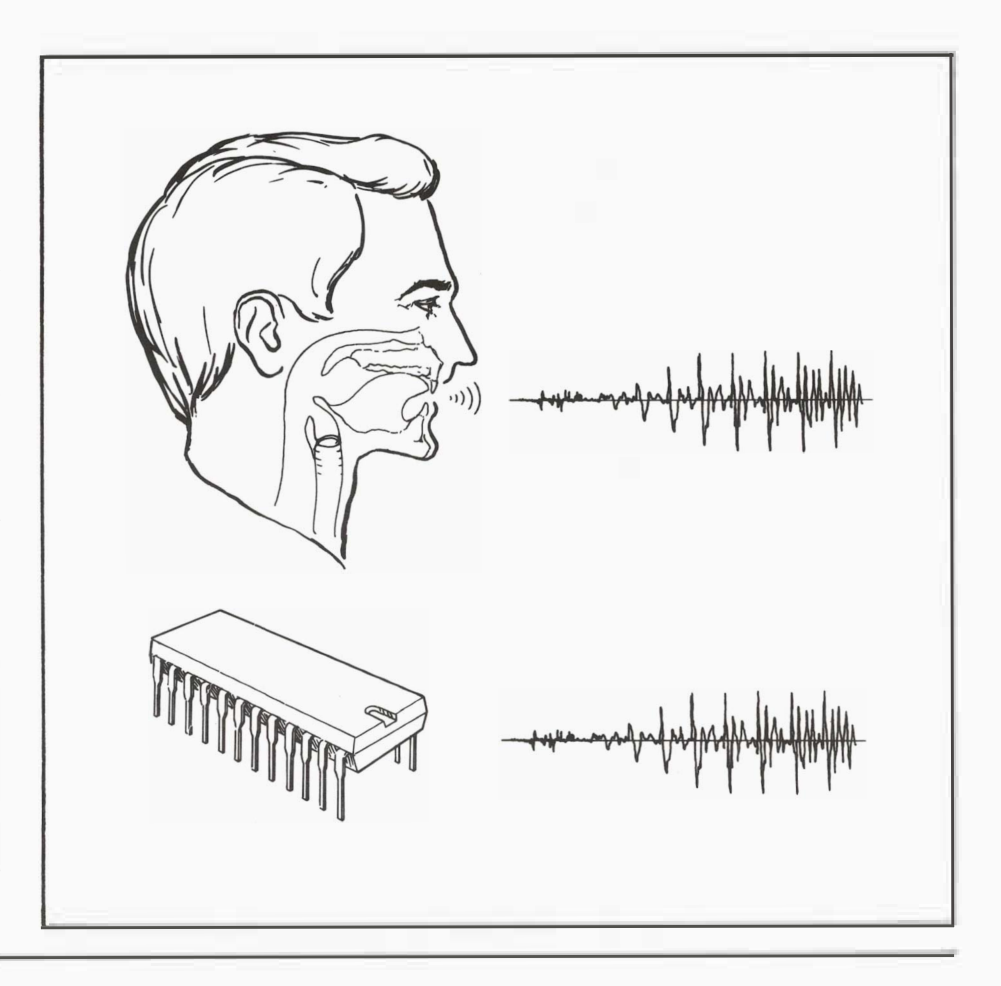
## SINTETIZADOR DE VOZ DE ALTA CALIDAD

El sintetizador de voz MEA 8000 que presenta Miniwatt S.A, utiliza codificación por formantes del modelo del aparato vocal para asegurar una reproducción de voz de alta calidad con bajos requisitos de almacenamiento. Está diseñado principalmente para aplicaciones en sistemas controlados por microprocesador donde el código de voz se almacena separado en una ROM.

El MEA 8000 es un circuito integrado NMOS de 24 patillas y 5V de alimentación, que genera la voz a partir de un código digital con una velocidad de bits programable. Tiene una ancha barra de datos de 8 bits, y se acopla fácilmente a la mayoría de los microprocesadores y microordenadores conocidos. El sintetizador ocupa menos del 1% del tiempo del procesador de control.

Este sintetizador de voz contiene un filtro digital de 8° orden que tiene 1 frecuencia formante fija y 3 programables, y 4 anchos de banda formantes programables. Cada formato de voz tiene una duración programable de 8,16, 32 o 64 ms, las amplitudes también son programables. Un sencillo filtro pasivo es la única conexión requerida entre el MEA 8000 y el amplificador/altavoz final.

El mensaje que se va a almacenar en el sintetizador de voz puede ser codificado a partir de una cinta de audio o de un texto escrito.



## DIODOS SCHOTTKY

Miniwatt S.A. presenta los seis primeros miembros de una nueva gama de diodos Schottky: BA480, BA481, BAT81 a 83 y BAT85, concebidos para aplicaciones de conmutación ultra-rápida, detectores y mezcladores.

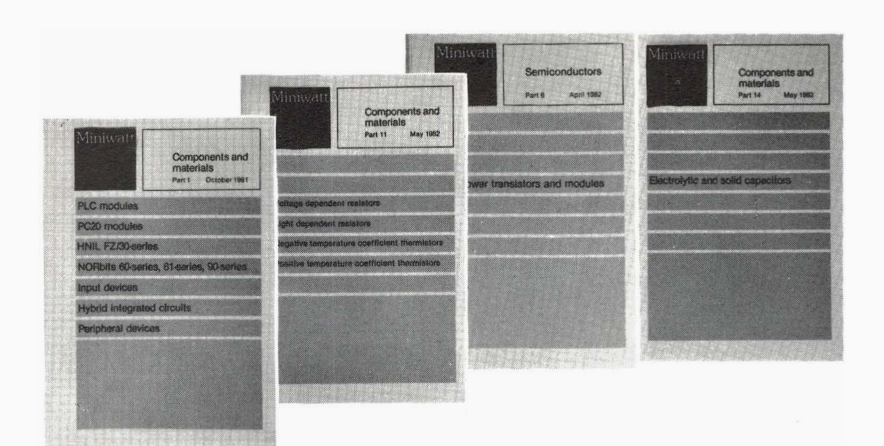
Los diodos BA480 y BA481 están diseñados especialmente para aplicaciones de U.H.F. tales como mezcladores. El BA480 tiene una caida de tensión en sentido directo muy baja de 280 mV (con 1 mA), y el BA481 tiene una capacidad muy baja de 1,1 pF máximo con 1 MHz a 0 V. El BA481 reemplaza al ya conocido BA280.

Los diodos BAT81 a 83 tienen protección integrada y una capacidad muy baja, y por tanto son adecuados para conmutación ultra-rápida. Tienen un valor nominal de tensión inversa de 40 V (BAT81), 50 V (BAT82) y 60 V (BAT83), y una capacidad máxima en sentido inverso de 1,6 pF para $V_R = 1$ V.

El BAT85 tiene una baja tensión de paso a conducción de menos de 400 mV para una corriente directa de 10 mA. Este valor hace que el BAT85 reemplace adecuadamente a diodos de germanio de punta de oro. Tiene una tensión en sentido inverso de 30 V.

Todos estos diodos están encapsulados en cápsulas de vidrio DO-34.

Para mayor información dirigirse a Miniwatt, S.A. División Comercial Balmes, 22 Tel. 301 63 12 Barcelona - 7.




# BIBLIOTECA MINIWATT

## Ultimas publicaciones recibidas

| | | | |
|---|---|---|---|
| C1 | 10-81 | ASSEMBLIES | 700 Ptas. |
| S6 | 04-82 | R.F. POWER TRANSISTORS AND MODULES | 800 Ptas. |
| C11 | 05-82 | NON-LINEAR RESISTORS | 325 Ptas. |
| C14 | 05-82 | ELECTROLYTIC AND SOLID CAPACITORS | 325 Ptas. |

## Data Handbooks

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| * | S1 | 03-80 | DIODES | 475 ptas |
| * | S2 | 05-80 | POWER DIODES, THYRISTORES, TRIACS | 930 ptas |
| | S3 | 04-80 | SMALL-SIGNAL TRANSISTORS | 800 ptas |
| | S4 | 09-81 | LOW FREQUENCY POWER TRANSISTORS AND MODULES | 750 ptas |
| | S5 | 10-80 | FIELD-EFFECT TRANSISTORS. | 280 ptas |
| | S7 | 12-80 | MICROMINIATURE SEMICONDUCTORS | 425 ptas |
| * | S8 | 06-81 | DEVICES FOR OPTOELECTRICS | 470 ptas |
| | S10 | 09-81 | WIDEBAND TRANSISTORS AND HYBRIDS | 475 ptas |
| | IC1 | 05-80 | BIPOLAR ICs FOR RADIO AND AUDIO EQUIPMENT | 425 ptas |
| | IC2 | 05-80 | BIPOLAR ICs FOR VIDEO | 500 ptas |
| | IC4 | 10-80 | DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS-LOCMOS | 650 ptas |
| | IC5 | 02-82 | DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS-ECL | 610 ptas |
| | IC7 | 05-81 | SIGNETICS BIPOLAR MEMORIES | 350 ptas |
| | IC8 | 05-81 | SIGNETICS ANALOGUE CIRCUITS | 625 ptas |
| | CM12 | 11-79 | VARIABLE RESISTORS AND TEST SWITCHES | 250 ptas |
| | CM13 | 12-79 | FIXED RESISTORS | 350 ptas |
| | C2 | 06-81 | TUNERS | 375 ptas |
| | C3 | 01-81 | LOUDSPEAKERS | 475 ptas |
| | C4 | 12-81 | FERROXCUBE POTCORES, SQUARE CORES & CROSS CORES | 575 ptas |
| | C5 | 03-82 | FERROXCUBE FOR POWER, AUDIO/VIDEO AND ACCELERATORS | 325 ptas. |
| * | C6 | 05-81 | ELECTRIC MOTORS AND ACCESORIES | 450 ptas |
| | C10 | 10-80 | CONNECTORS | 280 ptas |
| | C14 | 04-80 | ELECTROLYTIC AND SOLID CAPACITORS | 375 ptas |
| | C16 | 01-82 | PIEZOELECTRIC CERAMICS | 280 ptas |
| * | T1 | 02-80 | TUBES FOR R.F. HEATING | 500 ptas |
| | T2 | 04-80 | TRANSMITTING TUBES FOR COMMUNICATIONS | 750 ptas |
| * | T3 | 06-80 | KLYSTRONS, TWTS MICROWAVE DIODES | 350 ptas |
| | T4 | 09-80 | MAGNETRONS | 325 ptas |
| * | T5 | 08-81 | CATHODE-RAY TUBES | 525 ptas |
| | T6 | 07-80 | GEIGER MULLER TUBES | 280 ptas |
| | T7 | 02-82 | GAS-FILLED TUBES | 300 ptas |
| | T8 | 02-82 | PICTURE TUBES AND COMPONETS | 750 ptas |
| * | T9 | 06-80 | PHOTO AND ELECTRON MULTIPLIERS | 350 ptas |
| | T10 | 05-81 | CAMARA TUBES IMAGE INTENSIFIERS | 510 ptas |

## Catálogos

| | | | |
|---|---|---|---|
| CT1 | 81/82 | GENERAL CATALOGUE | 800 ptas |
| CT2 | 81/81 | SEMICONDUCTORS | 300 ptas |
| CT3 | 81/82 | INTEGRATED CIRCUIT CATALOGUE | 300 ptas |
| CT4 | | RESISTORES | 25 ptas |

*** Agotado**

Miniwatt s.a.
división comercial barcelona-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e madrid-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00

## ¿Qué es lo que hace del 30 AX algo tan especial?

El sistema 30 AX se ha desarrollado a partir de la experiencia ganada con los sistemas autoconvergentes ya existentes como el 20 AX, y mediante posteriores investigaciones se ha logrado una distribución de campos magnéticos dinámicos (campos de desviación) y estáticos (campos de corrección de tolerancias mecánicas) que combinadas con una especial morfología del tubo, permiten obtener un barrido de pantalla libre de distorsiones y exento de errores de convergencias dinámica y estática, sin necesidad de ningún ajuste manual y conservando la ventaja de "bobina separada", es decir que cualquier bobina puede montarse con cualquier tubo.

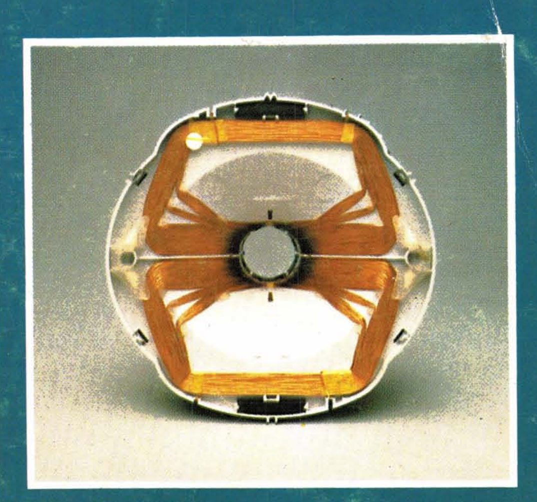
*Tubos de imagen 30 AX

Procedimiento:

a) El propio tubo está dotado de tres protuberancias en su cono que situan la *bobina en su posición axial correcta automáticamente*. (ver portada)

b) Una de las anteriores protuberancias se alberga en un alojamiento que al efecto posee la bobina, situándola en su *posición angular correcta*.

c) *No existe unidad multipolo*, se sustituye por un anillo magnético, en el interior del tubo y magnetizado automáticamente en fabricación.



*Deflectora 30 AX

Prestaciones:

- Bobina intercambiable y autoposicionable.
- No hay ajustes de convergencias dinámica y estática, ni de pureza de color, ni de orientación de trama.
- Mayor sensibilidad y mejor forma de trama por el empleo de una nueva bobina de desviación.
- Menor área de impacto (spot) y mayor uniformidad de enfoque por el empleo de un nuevo cañón.
- Contorno de imagen curvilíneo, por el empleo de nuevo ranurado de la máscara que sigue los bordes de la pantalla.

| | Tubo | Bobina |
|---|---|---|
| **20"** | A51-540X | AT 1250 |
| **22"** | A56-540X | AT 1260 |
| **26"** | A66-540X | AT 1270 |

Miniwatt s.a.
**división comercial** **barcelona**-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e **madrid**-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00
**domicilio social y división industrial** **barcelona**-4 paseo zona franca, 15 telf. 331 51 00 telex nº 52523 miniw e




Ro

# Miniwatt

Vol. 21 Núm. 8-9 Septiembre 1982 145 ptas.

**Director**

D. Jose M.ª Llevat Grau

**Editor**

Miniwatt, S.A.
Departamento de Publicaciones Técnicas
D. José Albiol Fernández

**Coordinación**

D. Enrique Riverola García
D. Rafael Rizo Aramburu

**Redacción**

D.ª M.ª Dolores Forns-Samsó

**Consejo Asesor de Redacción**

D. Pedro Barrera Vázquez
D. Jaime Borrull Subirana
D. Luis Marco Loras
D. Angel Suso San Miguel

**Producción**

GENERAL GRAFIC, S.A.
Caspe, 172
Barcelona-13
Depósito Legal: B-18387-61
ISSN: 0210-2641




Miniwatt

## Indice



**Revista Miniwatt**

Publicado por:

Miniwatt, S.A.
Balmes, 22 - Teléfono 301 63 12 - BARCELONA - 7
Suscripción anual (11 números) ........ Ptas. 1.300
Precio ejemplar ........ Ptas. 145
Cambio domicilio ........ Ptas. 25

# Disco compacto digital de audio

**El público en general tuvo la oportunidad de ver por vez primera el sistema de Disco Compacto Digital de Audio en el Festival del Sonido y de la Imágen, celebrado en Paris en Marzo. El sistema estará en el mercado a finales de este año, conjuntamente con un amplio muestrario de títulos grabados en Disco Compacto. Este artículo presenta los principios y ventajas del Disco Compacto Digital de Audio. Al principio se explica el funcionamiento de un decodificador destinado a un reproductor de Disco Compacto para el que se han desarrollado un conjunto de circuítos LSI que realizan el procesado de la señal y las tareas de control.**

El disco compacto digital de audio representa el paso más grande realizado en reproducción de sonido.

El disco de una sola cara y de 12 cm de diámetro usado en el sistema almacena una hora de sonido estéreo. No tiene surcos, debido a que la grabación codificada digitalmente reside debajo de la superficie del disco invulnerable al polvo y a cualquier deterioro. La grabación se lee empleando un pick-up de laser sin contacto con el disco, lo que implica que el sistema no sufre desgaste. El pick-up va montado sobre un brazo servo-controlado que se mueve radialmente desde el interior al exterior del disco. Las señales digitales procedentes del disco se usan para reconstruir exactamente el sonido original grabado. El movimiento del brazo, la decodificación y la excitación del disco se controlan mediante un generador de temporización central presente en el reproductor.

La respuesta frecuencial del sistema es totalmente plana desde 20 Hz a 20kHz. La relación señal ruido, la separación entre canales y el margen dinámico son mayores de 90 dB. Cualquier perturbación generada por la mecánica del sistema se elimina en el decodificador, que resincroniza los datos a un reloj de cristal. El ronquido se elimina también de los datos de entrada mediante la etapa demoduladora del decodificador. No existe tampoco distorsión audible de intermodulación del tipo que se presenta frecuentemente en grabaciones analógicas. Para apreciar estos niveles de comportamiento, compárese las características que se dan en la tabla entre el disco compacto y un disco de larga duración estéreo de 12 pulgadas.



El reproductor de disco compacto se conecta directamente a los sistemas de alta fidelidad existentes, al igual que otra fuente de sonido de alta fidelidad cualquiera. Es de manejo sencillo y resiste vibraciones y golpes permitiendo su uso en coches y otros vehículos.

Resumiendo, se puede decir que el disco compacto digital de audio ofrece características superiores de reproducción de sonido.

**Características del sistema de disco compacto y del disco LP de 12 pulgadas**

| | Disco compacto | LP de 12 pulgadas |
|---|---|---|
| márgen de frecuencia | 20 Hz - 20 kHz | 30 Hz - 20 kHz |
| márgen dinámico | >90 dB | < 55 dB (1 kHz) |
| relación señal/ruido | >90 dB | ≃ 60 dB |
| separación de canales | >90 dB | 25 - 35 dB |
| distorsión armónica | < 0,01 % | 0,2 % |
| perturbación propia del sistema | nula | 0,03 % |
| tiempo de reproducción | 60 minutos | 20 minutos/cara |

## VENTAJAS DEL DISCO COMPACTO DIGITAL DE AUDIO

- Lo último en reproducción de sonido.
- Disco inmune al polvo y a las rayas.
- No existe desgaste en el disco ni en el pick-up.
- Facilidad de manejo.
- Compatible con el equipo existente de alta fidelidad.
- Disco de bolsillo que puede almacenar una hora de sonido estéreo.
- Insensible a la microfonía, golpes y vibraciones.

## CIRCUITOS INTEGRADOS PARA DECODIFICADORES DE DISCO COMPACTO

Una cara de un disco compacto de 12 cm almacena una hora de música estéreo en forma de una pista espiral de huecos muy pequeños y llanuras que representan a más de cinco billones de bits de datos. Durante la reproducción, los huecos dispersan la luz de un pequeño laser semiconductor, y las llanuras la reflejan sobre un fotodetector. Los bits de datos se recuperan a una velocidad de 4,3 millones de bits/s y se convierten en una señal PCM a partir de la cual la forma de onda de audio original se reconstruye exactamente sin la degradación asociada con sistemas de reproducción analógica.

El cambio al procesado digital de señal evita todos los problemas analógicos tales como la perturbación debida a problemas mecánicos y los propietarios de un reproductor de disco compacto podrán escuchar música de una calidad inmejorable en comparación con los discos o cintas convencionales. Los reproductores de disco compacto se pueden programar para acceder a determinadas piezas de música y reproducirlas en el orden deseado por el oyente. Otras posibles características, no fácilmente realizadas en un sistema de disco LP convencional, son: visualización del tiempo de reproducción transcurrido y el que queda para finalizar el disco, conmutación automática de los circuitos de de-énfasis y funciones de búsqueda y repetición.

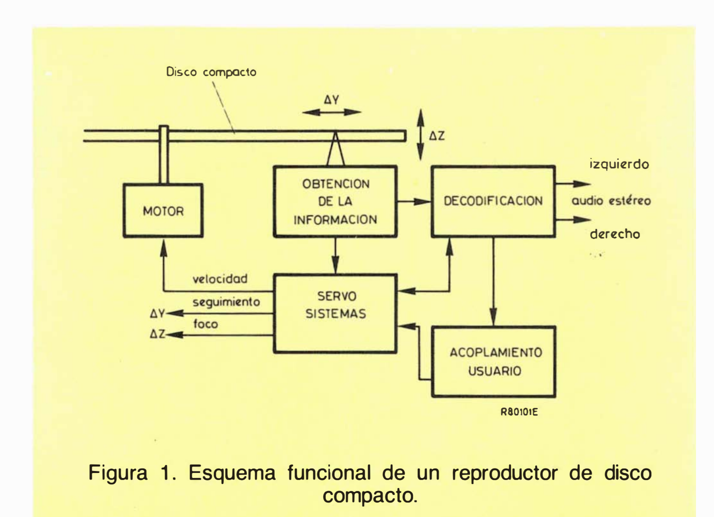
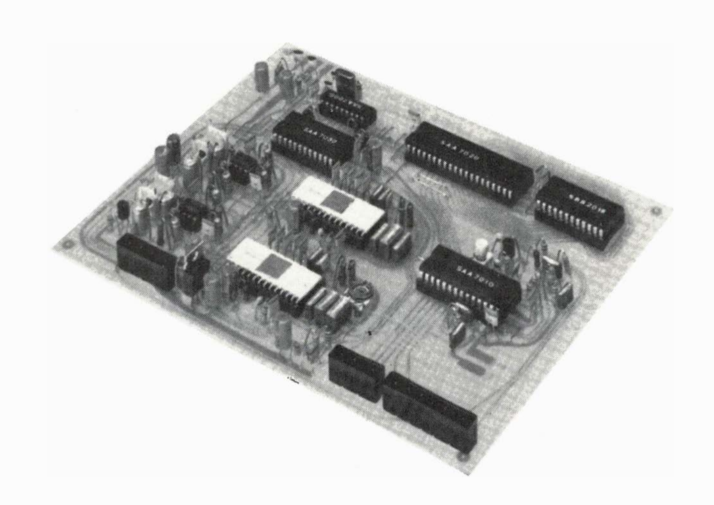



Figura 1. Esquema funcional de un reproductor de disco compacto.

La figura 1 muestra los componentes principales de un reproductor de disco compacto. Este artículo describe la sección decodificadora para la que se han desarrollado cuatro nuevos circuítos NMOS LSI:

- SAA 7010, C.I. demodulador (28 patillas – DIL)
- SAA 7020, C.I. corrección de error (40 patillas – DIL)
- SAA 7000, C.I. interpolación y silenciador (18 patillas – DIL)
- SAA 7030, C.I. filtro de sobremuestreo digital (24 patillas – DIL) usado con el convertidor digital-analógico TDA 1540 (28 patillas – DIL) en un único sistema de conversión digital-analógico de 16 bits.



Placa decodificadora de desarrollo que realiza más de cuatro millones de operaciones de decodificación, control y corrección de disco compacto.

Los cuatro nuevos circuitos integrados NMOS LSI son la parte principal de este procesador, que permiten que un decodificador completo controlado por un reloj maestro se disponga en una pequeña placa de circuito impreso de una sola cara.

Estos circuitos, en encapsulados DIL estándar, requieren sólo pocos componentes periféricos y se controlan mediante un reloj maestro. A causa de su alto grado de integración, se puede construir un decodificador completo abarcando las etapas comprendidas entre la entrada de alta frecuencia y la salida de audio en una placa de circuito impreso de una sola cara ($\simeq$220 $cm^2$).

Los circuitos integrados son elementos clave en el comportamiento del reproductor del disco compacto. Antes de describir los circuítos integrados y el proceso de decodificación, será útil describir brevemente la digitalización y codificación de las señales de audio en el disco compacto. La figura 2 muestra el proceso de codificación.

## CODIFICACION DE LA SEÑAL DE AUDIO

El primer paso es muestrear la señal de audio analógica y convertir las muestras a señales PCM de 16 bits. Puesto que el espectro de frecuencia de las señales de audio muestreadas es sencillamente dobles bandas laterales del espectro de la señal de audio repetido a múltiplos de la frecuencia de muestreo, las señales analógicas de entrada pasan primero por un filtro pasa-bajo con un corte muy abrupto que limita su anchura de banda a menos de la mitad de la frecuencia de muestreo. Esto evita la distorsión de intermodulación debida al solapamiento. Si hace falta, las señales analógicas filtradas pueden pasar a través de una red de pre-énfasis para mejorar la relación señal-ruido.

Las señales analógicas se muestrean a 44,1 kHz. La salida del circuito de muestreo y retención es una señal PAM, cuyas alturas de impulsos corresponden a las amplitudes de la señal de audio en los instantes de muestreo.

Cada muestra se retiene lo suficiente para que la

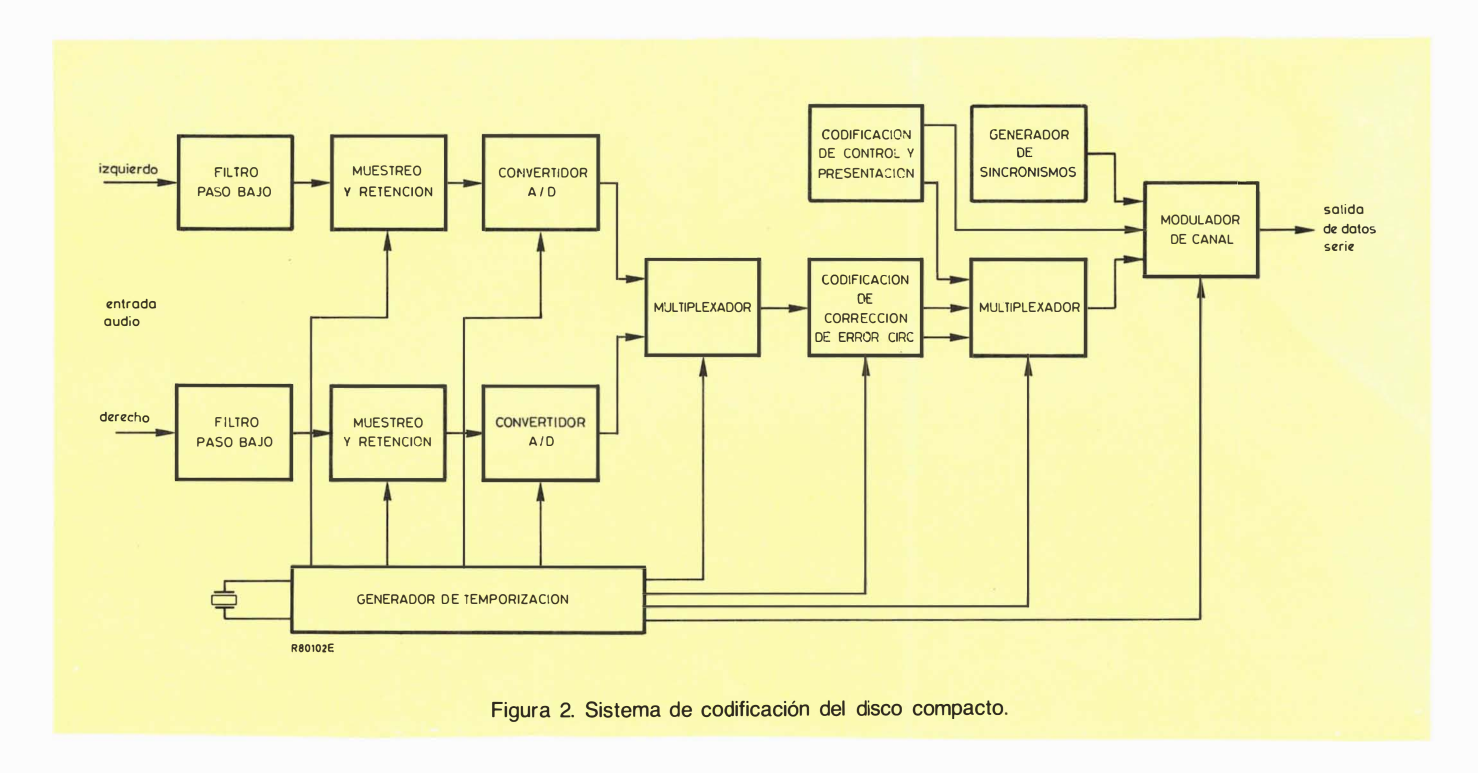



Figura 2. Sistema de codificación del disco compacto.

muestra previa se convierta a un número con complemento a dos de 16 bits mediante un convertidor analógico-digital (CAD). La cuantización de 16 bits da una gran resolución con una relacion señal-ruido máxima de 98 dB (6 n + 1,8 dB, donde n es el número de bits usado para expresar cada nivel de cuantización).

La separación entre canales en un disco compacto digital de audio es prácticamente total, dado que los datos del canal izquierdo son completamente independientes de los del derecho.

Las palabras binarias de 16 bits procedentes del convertidor analógico-digital van a un multiplicador que envia alternativamente los 16 bits del canal izquierdo y los 16 bits del canal derecho a un codificador de corrección de error.

La cuantización de 16 bits resuelve un problema asociado con cualquier sistema de audio digital, el ruido de cuantización. La pérdida de uno o varios bits en los datos recuperados se resuelve en el sistema de disco compacto mediante el método usado para codificar los datos digitales antes de la grabación del disco. Esto permite que cualquier error en la lectura de la señal de un disco compacto, que podría causar distorsión, sea detectado y corregido durante la reproducción. Un código muy potente de corrección de error múltiple llamado “Cross Interleave Reed-Solomon Code (CIRC)” se emplea para tal fin. Este código se basa en los bits de paridad y en el reagrupamiento en el tiempo de las muestras de audio digitales.

Este código puede corregir una pérdida de hasta 3.500 bits sucesivos (equivalentes a una longitud de pista en el disco de hasta 2,4 mm). También puede compensar por interpolación una pérdida de hasta 12.000 bits que ocupan un longitud de pista de 8,5 mm. Esto junto a que la pista está por debajo de una capa protectora es lo que hace al disco compacto insensible a las rayas y al polvo en su superficie.

La figura 3 muestra el principio del reagrupamiento. En la figura 3 (a) se presenta una secuencia de muestras de señal sin reagrupamiento. Una señal de audio se muestrea en los instantes 1, 2, 3, etc., se digitaliza y las muestras que representan los datos se graban en el disco. Si existe pérdida de bits mientras se lee el disco, se perderán algunas palabras en los datos recibidos. En la figura 3 (a) se pierden 3 palabras. Si la longitud de la región de pérdida de bits es más grande que la capacidad de corrección de error del decodificador, los valores perdidos no se pueden reconstruir y la salida de audio tiene que ser silenciada para evitar chasquidos audibles en el sonido reproducido.

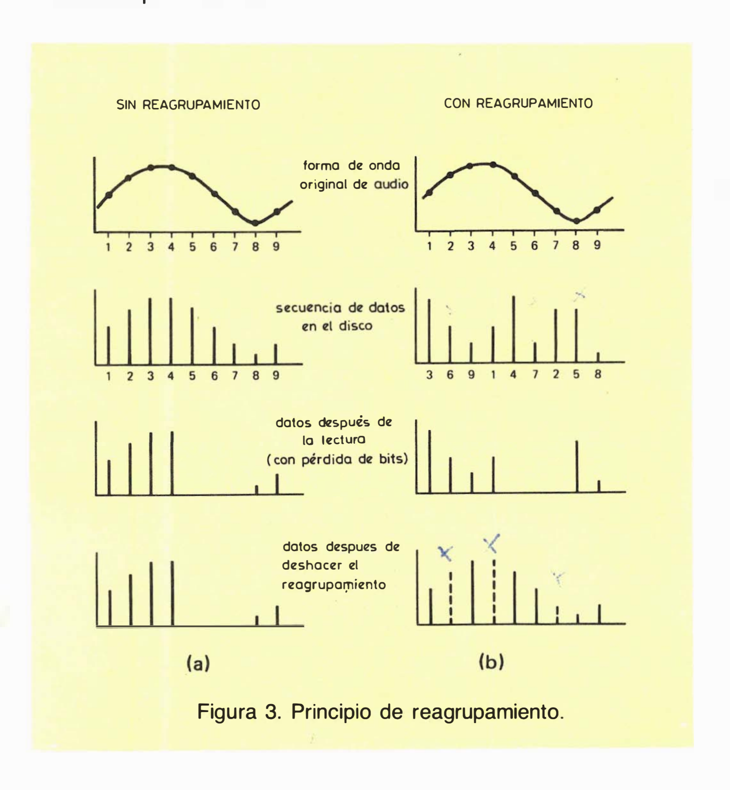



Figura 3. Principio de reagrupamiento.

En la figura 3 (b) se muestra la misma secuencia, pero ahora con "reagrupamiento" de datos. La señal de audio original se muestrea, pero la secuencia de las muestras se reagrupa antes de la grabación en el disco. Para la misma pérdida de bits de antes se pierden de nuevo 3 palabras. Después de que la secuencia original de las palabras de datos se almacena, la región de pérdida de bits se reparte en el tiempo existiendo ahora únicamente errores simples (líneas punteadas) que pueden ser fácilmente corregidos.

El sistema de disco compacto posibilita muchas características que no son posibles en el sistema de grabación de microsurcos. Por ejemplo, se pueden añadir señales para marcar la pausa entre dos piezas sucesivas de música y se pueden usar para implementar funciones de búsqueda y repetición o para indicar el tiempo de reproducción transcurrido y que falta para terminar el disco, títulos y compositores. Esta información de control y de presentación (conocida como información subcodificada) debe ser inaudible y se codifica separadamente mediante el codificador de control y de presentación. La salida de 8 bits de este codificador significa que se pueden grabar 8 canales de información. Puesto que la información subcodificada se genera y se graba mediante bits en serie debe existir un medio para reconocer el principio de un bloque de datos subcodificados. Existen dos salidas del codificador, una de datos y la otra de sincronización de bloques de datos.

Los datos subcodificados y las palabras serie de 8 bits procedentes del corrector de error y de la unidad codificadora, que son o datos o palabras de paridad, pasan a través de un multiplexor hacia el modulador de canal. El generador de sincronismos crea un patrón único, no contenido en los datos normales, que identifica el principio de cada campo de datos.

Los datos de salida de la unidad codificadora de corrección de error y de la unidad codificadora de control y presentación se presentan en formato sin retorno a cero (NRZ). Los datos en el formato NRZ no son adecuados para la grabación del disco puesto que el bit reloj no se puede recuperar de la secuencia de datos durante la reproducción. Además, la secuencia de datos puede tener componentes de baja frecuencia que podrían interferir los servo-sistemas del reproductor que controlan la rotación del disco y el enfoque y seguimiento del captador laser. Los datos NRZ se convierten a otro código en el modulador del canal, cuya salida se graba entonces en el disco.

Los requisitos de un código para un sistema óptico de disco de audio son:
- el bit reloj puede ser regenerado a partir de los datos;
- baja potencia espectral a bajas potencias;
- permite la lectura para una alta densidad de información;
- pequeño error de propagación.

El proceso de codificación empleado se llama Modulación Ocho a Catorce (EFM). Como el nombre implica, cada grupo de ocho bits de datos (llamado símbolo) procedentes del codificador de corrección de error o de la unidad codificadora de control y presentación, se codifica en un grupo de catorce bits. Para asegurar que el reloj del bit pueda ser regenerado a partir de los datos, y para permitir la lectura de alta densidad de información, hay siempre al menos dos ceros entre unos sucesivos y no más de 10 ceros consecutivos en una palabra EFM de 14 bits. La información transcurrida está contenida en las transiciones que indican los unos. Hay 277 combinaciones de 14 bits que satisfacen la restricción de al menos dos ceros. Quitando 21 posibilidades con 10 o más ceros en una línea, quedan 256 combinaciones, que dan una correspondencia uno a uno entre los datos NRZ de 8 bits y los datos EFM de 14 bits. La conversión de código se realiza fácilmente con un biestable T empleando una tabla almacenada en una ROM.

Los bloques de 14 bits generados no se pueden , sin embargo, concatenar sin violar la restricción de los 2 a 10 ceros en los límites del bloque. Por esto se insertan 3 bits de unión entre bloques sucesivos de 14 bits. Estos bits no contienen información de audio, ni de control, ni de presentación y son emitidos por el decodificador. El contenido de corriente contínua de los datos se puede controlar insertando una transición en los tres bits de unión, si no se violan las restricciones. La decisión de la inserción se hace empleando un conocimiento anticipado de los símbolos.

Es necesaria la sincronización porque se ha de regenerar el reloj de bit. Esto se realiza dividiendo los bits de datos en campos y añadiendo un único patrón a cada uno. Cada campo contiene:
- un patrón de sincronización;
- 12 palabras de datos de 16 bits que representan 6 muestras estéreo;
- 4 palabras de paridad de corrección de error de 16 bits;
- 1 palabra de control y presentación de 8 bits.

Los datos de 16 bits y las palabras de paridad se dividen en palabras de 8 bits antes de la codificación EFM.

El número total de bits por canal y por campo después de la codificación es 588, y comprenden:
- 24 bits de patrón de sincronismo;
- 336 ($12 \times 2 \times 14$) bits de datos;
- 112 ($4 \times 2 \times 14$) bits de corrección de error;
- 14 bits de control y visualización;
- 102 ($34 \times 3$) bits de unión y de control de corriente contínua.

La figura 4 muestra la disposición de la secuencia de bits después de la EFM.

Puesto que la EFM se basa en una estructura de bloques de datos de entrada de 8 bits, es adecuada para el sistema de corrección de error CIRC, que también se basa en bloques de 8 bits de datos consecutivos. La propagación de los errores está limitada a 8 bits en un símbolo.

## DECODIFICADOR

La función del sistema decodificador del reproductor de un disco compacto es regenerar los dos canales de audio analógicos a partir de la secuencia de datos de radio-frecuencia obtenidos del disco mediante el laser. La

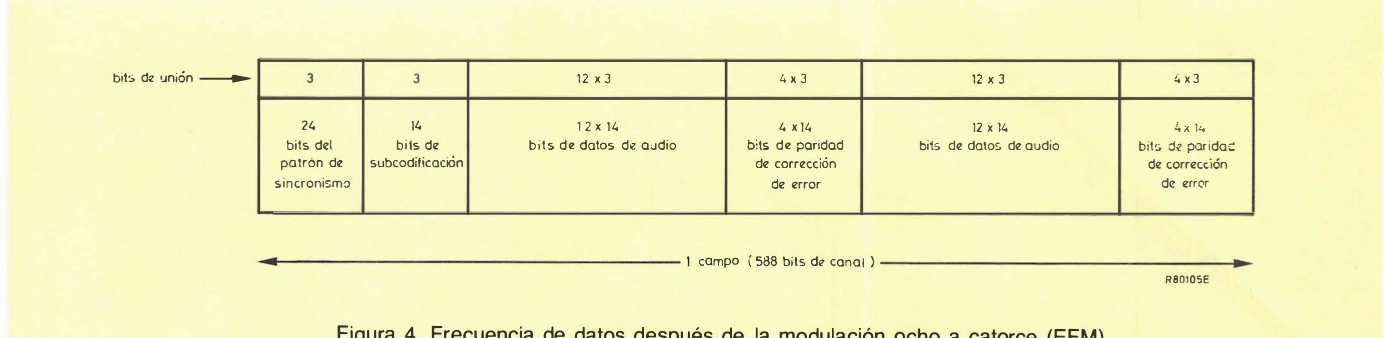



Figura 4. Frecuencia de datos después de la modulación ocho a catorce (EFM).

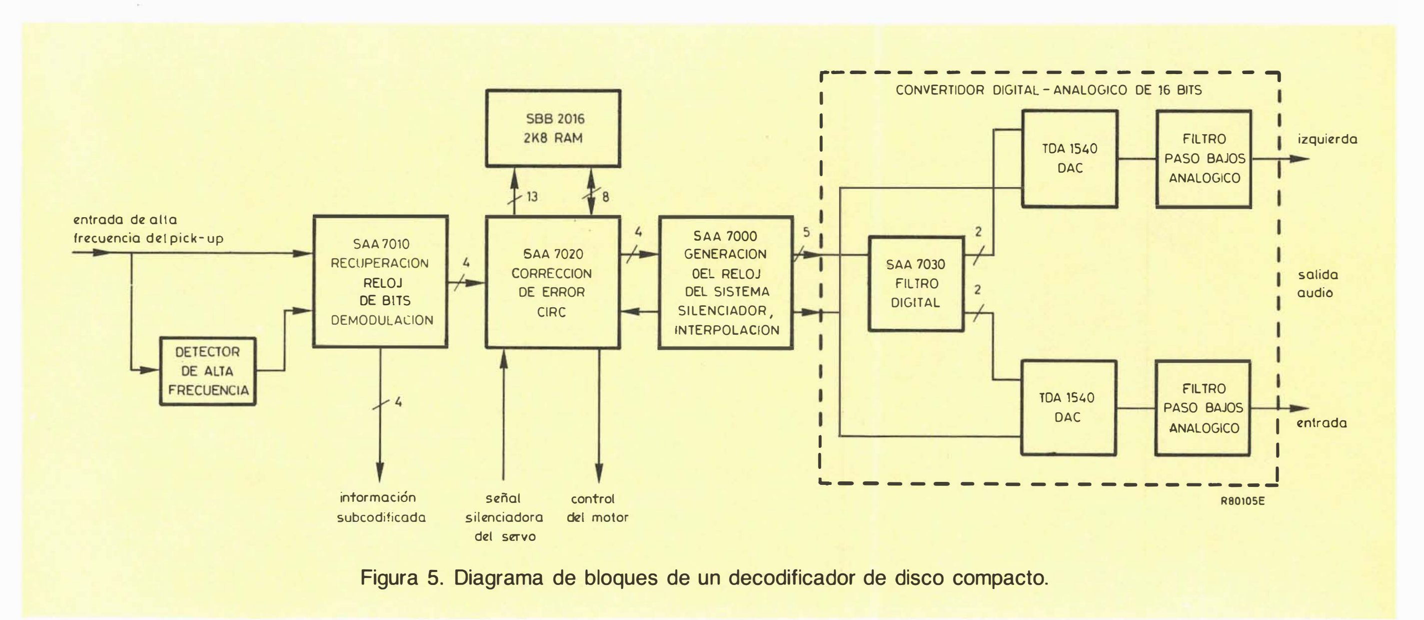



Figura 5. Diagrama de bloques de un decodificador de disco compacto.

figura 5 muestra el diagrama de bloques de un decodificador y los circuitos integrados usados:

- SAA 7010, para el procesado de señal en la demodulación. Convierte la secuencia de datos obtenidos con el laser a su formato original, regenera el reloj de bit a partir de la secuencia de datos y separa los datos que representan al sonido grabado de los datos de control y presentación.

- SAA 7020 y una RAM SBB 2016
Reagrupa los datos demodulados por el SAA 7010 y detecta y corrige los errores en la secuencia de datos. El SAA 7020 genera una señal de datos no fiables si no es capaz de corregir un error. El SAA 7020 separa también perturbaciones en los datos resincronizando los datos con un reloj derivado de un oscilador a cristal.

- SAA 7000, para interpolación y silenciamiento .
Reconstruye los datos de audio por interpolación si el SAA 7020 es incapaz de corregir muestras erróneas; silencia muestras erróneas consecutivas.

- SAA 7030 y dos TDA 1540 para conversión digital/analógica. EL SAA 7030 incrementa la relación señal/ruido de la secuencia de datos de 16 bits que contiene la información de audio en 13 dB tal que la conversión digital analógica de 14 bits se pueda usar sin pérdida de calidad en la reproducción de audio.

La figura 6 muestra con más detalle la sección demoduladora, de corrección de error y silenciadora del decodificador.

La figura 8 muestra la sección de conversión digital-analógica de 16 bits.

## SAA 7010: C.I. demodulador

El SAA 7010 forma la parte de entrada del sistema decodificador y proporciona los datos demodulados y las señales de temporización al C.I. (SAA 7020) de corrección de error y al microordenador de subcodificación.

La señal de alta frecuencia leida del disco compacto mediante el "pick-up" laser primero se amplifica y se filtra y luego se pasa a la entrada del SAA 7010 y a un detector opcional de umbral de alta frecuencia. La señal de alta frecuencia analógica se digitaliza primero mediante un detector de nivel y pasa luego a un PLL que regenera el reloj del bit a partir de los datos de entrada.

Hay seis muestras completas de audio estéreo en un campo (588 bits de canal EFM) de los datos del disco. Por esto, un muestra estéreo comprende 98 bits de canal. Para una frecuencia de muestreo de 44,1 kHz, la velocidad de los datos de la señal de alta frecuencia es 4,3218 Mbits/s. El oscilador controlado por tensión

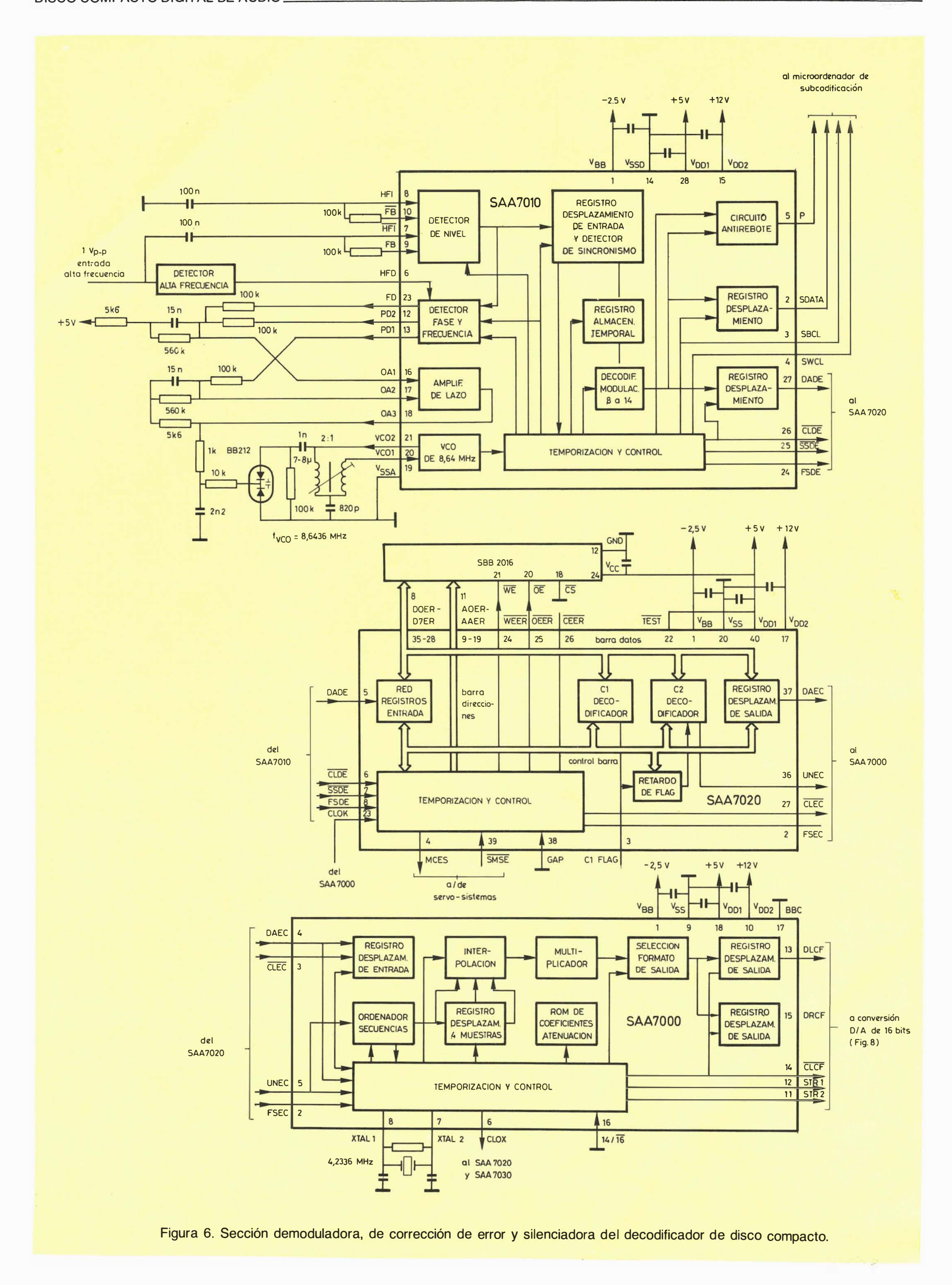



Figura 6. Sección demoduladora, de corrección de error y silenciadora del decodificador de disco compacto.

(VCO) del PLL trabaja a dos veces la velocidad de los datos de entrada, derivándose una señal de reloj patrón de 4,3218 MHz usada en todas las temporizaciones internas. Detectores sensibles a la frecuencia y a la fase proporcionan las señales de sintonía gruesa y fina del VCO. Ambos detectores se activan y desactivan usando la entrada HFD.

Los datos de entrada se introducen en un registro de desplazamiento y se detecta el patrón de sincronismo con objeto de identificar el principio de cada campo de datos. La información de sincronismo pasa a la lógica de control y temporización para sincronizar la demodulación con los datos de entrada. El detector de nivel posee realimentación y se ajusta automáticamente al nivel óptimo de conmutación. Sin embargo, si la frecuencia de los datos de entrada cae por debajo de un nivel fijado, debido por ejemplo a la pérdida de bits, el detector de nivel conmuta a un nivel de realimentación nominal igual a la mitad de la tensión de alimentación $V_{DD1}$. Esto evita que el nivel de conmutación se aleje del punto óptimo.

Si el generador de temporización está enganchado a la señal de alta frecuencia, cada palabra de 14 bits recibida se almacena en un registro temporal, siendo convertida posteriormente a una palabra de 8 bits por el decodificador EFM.

En el SAA 7010, se emplea una red lógica para conversión de código y no una tabla de ROM como se mencionó anteriormente. Este ahorra superficie de chip y reduce la disipación de potencia.

Los datos de audio demodulados se pasan del SAA 7010 al C.I. de corrección de error SAA 7020 con la señal DADE, con la señal de reloj $\overline{CLDE}$ y con las señales de sincronismo de campo y de símbolo $\overline{SSDE}$, FSDE respectivamente.

Los siete bits Q a W de los datos subcodificados más un bit de sincronismo se traspasan en serie por la salida SDATA con el reloj SBCL y la señal de sincronismo SWCL, mientras que el canal P (bit de pausa) se saca por la salida P después de pasar por un circuíto anti-rebote.

El uso de un detector de umbral de alta frecuencia en la entrada HFD del SAA 7010 es opcional. Si no se usa, la entrada HFD se conecta a $V_{DD1}$ para funcionamiento normal del demodulador. El uso de un detector de alta frecuencia puede mejorar el comportamiento de un reproductor de disco compacto porque inhibe los detectores de frecuencia y fase del demodulador cuando la amplitud de la entrada de alta frecuencia es pequeña. De esta forma, el PLL no se puede enganchar al ruido en ausencia de una señal de alta frecuencia con lo que se evita alteraciones del reloj.

## SAA 7020: C.I. de corrección de error

El SAA 7020 detecta y donde es posible corrige, errores en la secuencia de datos demodulados y envía estos datos junto con un "flag" (bit de flag, o bit bandera), indicando si los datos son correctos o no son fiables, al SAA 7000.

Los datos procedentes del SAA 7010 se disponen en campos de treinta y dos símbolos de 8 bits. Veinticuatro de estos símbolos contienen 12 muestras de audio (es decir 6 muestras estéreo) siendo las 8 restantes, símbolos de paridad añadidos para corrección y detección de error.

Los datos entran en serie a una red de registros por la entrada DADE. Esta red comprende un registro de desplazamiento que acumula los símbolos para un procesamiento paralelo y un registro FIFO que actúa como un circuito de reducción de perturbaciones. El registro FIFO puede compensar desviaciones de hasta $\pm$ 2,25 campos de los datos nominales. Es este registro el que elimina las perturbaciones de la mecánica del sistema de Disco Compacto. La velocidad de los datos de salida del SAA 7020 depende sólo de la señal de reloj CLOX derivada de un oscilador a cristal. Cualquier discrepancia entre el reloj derivado del demodulador y el del oscilador a cristal genera una señal de error MCES que controla la velocidad del motor que mueve el disco. La MCES es una señal PWM con un margen de 142 saltos lineales.

El CIRC hace uso del reagrupamiento y de dos códigos Reed-Solomon C1 y C2. Se deshacen las agrupaciones de los datos procedentes del demodulador, almacenando temporalmente los 32 símbolos de 8 bits que forman la palabra de entrada del decodificador C1 y la palabra de salida de este decodificador en un RAM de 2K8.

Una barra bidireccional de 8 bits se usa para transferir datos a y de la RAM, y una barra de 11 bits para direccionamiento. Tres bits controlan la RAM: $\overline{WEER}$ para escritura, $\overline{OEER}$ para la salida, y el $\overline{CEER}$ para el chip. El último es para funcionamiento con RAMs pseudo-estáticas.

El codificador C1 del SAA 7020 se diseña para corregir un símbolo erróneo en un campo de 32 símbolos. El decodificador C2 se diseña para corregir un símbolo erróneo o dos faltas en un grupo de 28 símbolos.

La palabra de entrada al decodificador C1 se multiplica con la matriz de chequeo de paridad de C1 para detectar la presencia de errores. Esto produce 4 síndromes. Si no hay errores en la palabra de entrada, los cuatro síndromes se igualan a cero y los 28 símbolos de datos a la salida del decodificador C1 (excluyendo 4 símbolos de paridad) se vuelven a escribir en la RAM sin ningún cambio. En el caso de un símbolo erróneo, éste es corregido y los 28 símbolos de salida se escriben en la RAM. En el caso de dos o más símbolos erróneos, los 28 símbolos de salida se escriben en la RAM sin variación y se pone un "flag" que avisa que los 28 símbolos no son fiables.

Puesto que cada símbolo en una palabra de salida del C1 se retarda una cantidad diferente antes de llegar al decodificador C2, el flag del C1 de cada símbolo no fiable se retrasa el mismo valor que el símbolo, para asegurar que el flag y el símbolo llegan a la entrada del decodificador al mismo tiempo.

Se deshacen los agrupamientos de los símbolos de salida del decodificador C1 por medio de la RAM. Después, se comprueban los errores de los 28 símbolos que forman la palabra de entrada del decodificador C2 examinando los cuatro síndromes que resultan de la multi-

plicación de esta palabra con la matriz de chequeo de paridad del decodificador C2.

Si no hay errores, los cuatro síndromes son iguales a cero, y los 24 símbolos de datos en la salida del decodificador C2 se escriben de nuevo en la RAM sin variación, excluyendo los cuatro símbolos de paridad.

En el caso de un símbolo erróneo, este símbolo se corrige de forma igual que el decodificador C1. Luego, los 24 símbolos de salida corregidos se escriben en la RAM. En caso de dos símbolos erróneos, uno de los síndromes dá la suma de los valores de error. Los flags dan información acerca de la posición de los símbolos que faltan. Con esta información adicional, se pueden corregir ambos símbolos y los 24 símbolos de salida se escriben de nuevo en la RAM. En el caso de más de dos símbolos erróneos en una palabra C2, se vuelven a escribir los 24 símbolos sin variación en la RAM y se pone un flag que avisa que los 24 símbolos no son fiables.

La salida de datos del SAA 7020 se realiza mediante el DAEC en trenes de impulsos de 16 bits separados por intervalos de 8 bits. Si la señal UNEC de datos no fiables sale simultáneamente con un símbolo de datos, quiere decir que el símbolo no es fiable. Si UNEC sale durante el intérvalo entre trenes de impulsos de datos, indica que la muestra que llegue 30 periodos de muestreo más tarde es no fiable. Este avance de información de la fiabilidad de los símbolos se emplea en el SAA 7000 en un proceso de silenciador.

La señal de datos no fiables se genera cuando:

- Los decodificadores C1 y C2 detectan un error incorregible. En este caso, UNEC señala uno o más símbolos de los datos de salida de C2 como no fiable.
- C1 no detecta un error, pero C2 lo detecta sin ser capaz de corregir todos los símbolos erróneos. En este caso, todo el campo de salida de C2 se señala como no fiable.
- Se recibe una señal silenciadora $\overline{\text{SMSE}}$ del servo sistema. Se activa inmediatamente UNEC y señala los símbolos como no fiables hasta que no llegue la señal $\overline{\text{SMSE}}$.

Los datos de salida se desplazan en serie con el reloj de datos $\overline{\text{CLEC}}$ y la señal de sincronismo de campo FSEC. El estado lógico de DAEC en las pausas entre impulsos de reloj sucesivos, que se determina por la entrada GAP, se usa para seleccionar el complemento a dos o el formato de desplazamiento binario del SAA 7000. El formato de los datos de entrada y salida de 8 bits del SAA 7020 es adecuado para corrección de error en otras aplicaciones.

## SAA 7000: C.I. de interpolación y silenciamiento

El SAA 7000 elimina la perturbación audible que podría resultar si un símbolo erróneo fuese procesado en una etapa posterior del circuito de corrección de error. El SAA 7000 genera también el reloj empleado para la temporización interna del SAA 7020 y SAA 7030.

Los datos serie procedentes del SAA 7020 a través del DAEC entran en un registro de desplazamiento usan-

### Decodificación CIRC

El empleo de la corrección de error es una de las razones fundamentales por la que el audio digital es muy superior al audio analógico, y desde un punto de vista práctico, la capacidad de corregir errores significa que los requisitos para la fabricación del disco no implica límites imposibles de conseguir.

En el sistema de Disco Compacto se emplea un código muy potente de corrección de error llamado código Reed-Solomon de Reagrupamiento Cruzado. Este código, que se basa en el uso de bits de paridad y en un reagrupamiento de las muestras de audio digitales, permite la corrección de hasta 3.500 bits. Permite también que una pérdida de 12.000 bits se compense por interpolación. En sistemas que no empleen reagrupamiento, una pérdida de bits significa que se pierden varias muestras adyacentes sin posibilidad de reconstrucción.

Dos códigos Reed-Solomon llamados C1 y C2 se usan para corregir muestras de audio erróneas. C1 se caracteriza por 32 símbolos de 8 bits que comprenden 28 símbolos de datos y 4 símbolos de paridad. C2 se caracteriza por 28 símbolos de 8 bits que comprenden 24 símbolos de datos y 4 símbolos de paridad. La distancia mínima de cada código, es decir la distancia de Hamming para el nivel del símbolo es cinco. De esta forma, en teoría, se pueden corregir 2 símbolos de error, o cuatro faltas (símbolos cuya posición es conocida pero de valor desconocido).

La figura 7 muestra el principio de funcionamiento de un decodificador CIRC. Se usan retardos para reagrupar las muestras digitales a su secuencia original y se organizan para una eficiente corrección de error.

Los retardos en la entrada del decodificador C1 son todos de igual longitud y separan los símbolos numerados pares e impares. Esto permite que el decodificador C1 corrija pequeños errores en símbolos adyacentes. Los retardos entre los dos decodificadores son de distinta longitud y más largos que los que existen en la entrada del decodificador C1 permitiendo al decodificador C2 corregir errores en los trenes de impulsos.

La entrada al decodificador C1 es un campo de 32 símbolos que se multiplica por la matriz de chequeo de paridad de C1 produciendo 4 síndromes. A partir de los síndromes, los errores se pueden detectar y corregir. El decodificador C1 del SAA 7020 se diseña para corregir completamente un símbolo erróneo de un campo de 32 símbolos. Si hay más de un error, cada uno de los 28 símbolos de salida (los 4 símbolos de paridad de C1 se han excluido) se marcan con un "flag", lo que indica que cada uno puede contener un error. Si no existe "flag" asociado con el símbolo que llega al decodificador C2, este símbolo es correcto.

El decodificador C2 se diseña para corregir un símbolo erróneo o 2 faltas. Cuando el decodificador C2 no puede corregir todos los errores, envía 24 símbolos de datos (los 4 símbolos de paridad de C2 se han exluido) no corregidos, pero señalados con "flag". La mayoria de estos símbolos de salida están usualmente libres de error y se pueden reconstruir mediante interpolación lineal, puesto que la combinación de los "flags" de C1 y C2 se usa como una señal de datos no fiables para interpolación, o si fuera necesario silenciando los símbolos del SAA 7000.

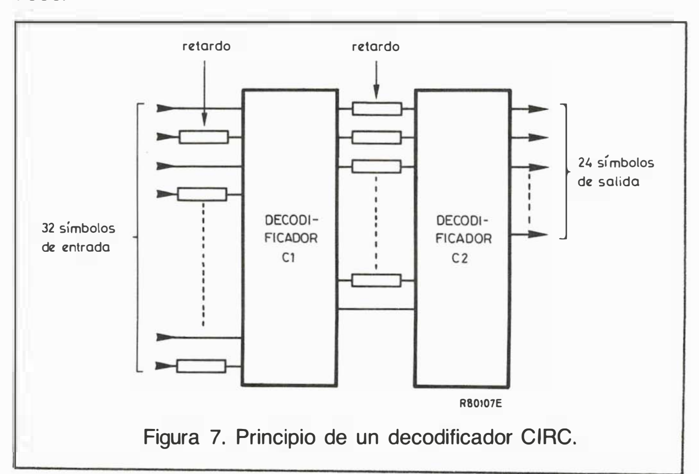



Figura 7. Principio de un decodificador CIRC.

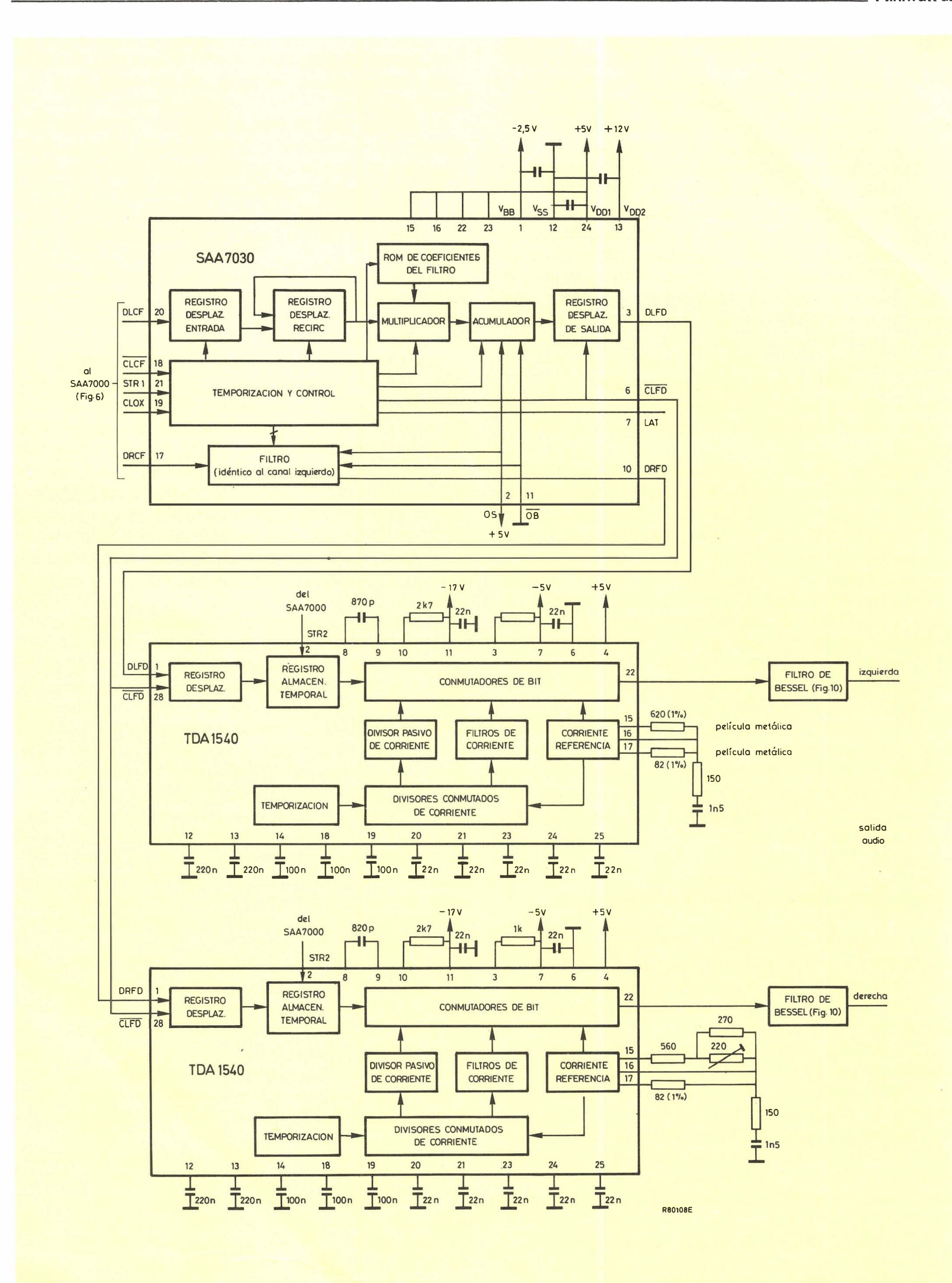



Figura 8. Sección conversora digital-analógica de 16 bits de un decodificador de disco compacto.

do el reloj $\overline{CLEC}$. Los datos se decodifican y se paran en muestras de canal izquierdo y derecho. Se realiza también una decodificación y separación similar en el "flag" de datos no fiables UNEC. Cuando no existen "flags" de datos no fiables, los valores de datos de las muestras de audio no vienen afectadas por el SAA 7000.

Cuando, por el canal derecho o izquierdo, una muestra no fiable viene afectada con un "flag" entre dos muestras correctas, se usa interpolación lineal para reemplazar la muestra errónea. Si dos o más muestras adyacentes se señalan como no fiables, entonces se silencian 30 muestras anteriores al silenciamiento (se hace uso de la información adelantada del UNEC), las muestras correctas se atenuan suavemente a cero de acuerdo con una curva coseno. Los niveles de las 30 primeras muestras que siguen al silenciamiento alcanzan de nuevo su nivel normal de acuerdo también con una curva coseno. El retardo de 30 muestras (5 campos) necesario para el silenciamiento se obtiene usando la RAM de 2K8.

Los datos que se procesan o se corrigen se convierten a complemento a 2 ó desplazamiento binario dependiendo de los convertidores digitales analógicos empleados. La selección se hace mediante el estado del DAEC durante los intervalos entre las muestras de entrada que se controla por la entrada GAP del SAA 7020. Los datos de salida de los canales derecho e izquierdo a través del DLCF y del DRCF se sincronizan mediante el reloj de desplazamiento $\overline{CLCF}$. Las señales alternadas STR1 y STR2 se generan para la unidad de conversión digital-analógica. Un formato de datos de salida de 14 ó 16 bits se describe en la siguiente sección.

Un oscilador a cristal se usa para generar las señales de temporización interna y la señal de reloj CLOX para el SAA 7020 y el SAA 7030. Empleando la señal de sincronismo de campo FSEC para poner a cero la temporización interna, el SAA 7000 se sincroniza automáticamente con la salida de SAA 7020.

## Conversión digital-analógica de 16 bits

La unidad de conversión digital-analógica (figura 8) convierte los datos de salida digitales del C.I. de interpolación y silenciamiento a tensiones analógicas y elimina todas las componentes de frecuencias indeseadas por encima de la banda de audio.

Este sistema de conversión es una característica sobresaliente del decodificador de Disco Compacto. Se basa en un filtro de sobremuestreo digital (SAA 7030) seguido por dos convertidores (uno para cada canal) digital-analógicos de 14 bits (TDA 1540) y por filtros analógicos de orden bajo. Esta disposición tiene la relación señal-ruido de un sistema que emplee convertidores digital-analógicos de 16 bits y filtros de alto orden junto a las siguientes ventajas:

- respuesta de fase lineal en la banda de audio (0-20kHz).
- reducida distorsión de velocidad de subida.
- requiere sólo un convertidor digital-analógico de 14 bits.
- menos distorsión de intermodulación puesto que la frecuencia de sobremuestreo sitúa cualquier producto de intermodulación bastante alejado de la banda de audio.
- sólo se necesita un filtro analógico de bajo coste depués del convertidor digital-analógico para suprimir cualquier componente de frecuencia residual no eliminada por el filtro digital.

### *SAA 7030: C.I. con filtro de sobremuestreo digital*

El SAA 7030 consta de 3 partes principales: sección de sobremuestreo, filtro transversal, y conformador de ruido. La circuitería del SAA 7030 está duplicada, una para cada canal.

Las 2 secuencias de datos de 16 bits, por medio de DLCF y DRCF entran a unos registros de desplazamiento que cuatriplican la frecuencia de muestreo de 44,1 kHz hasta 176,4 kHz. La cuatriplicación de la frecuencia de muestreo cuatriplica también la anchura de banda efectiva de audio, que se incrementa de esta forma de 22 kHz a 88 kHz. La potencia del ruido de cuantización, previamente distribuida uniformemente en una anchura de banda de 22 kHz, se distribuye ahora uniformemente en 88 kHz. Puesto que el 75% de ruido está ahora por encima de la banda de audio, se puede suprimir mediante filtrado.

El SAA 7030 incorpora dos filtros idénticos, uno para cada canal estéreo. Cada uno es un filtro transversal de respuesta finita de impulsos de longitud 24, con 96 coeficientes de 12 bits y que emplea palabras de datos de entrada de 16 bits a 44,1 kHz. Un registro de desplazamiento recirculante se usa para almacenar los datos requeridos durante la multiplicación de los datos de entrada con los coeficientes del filtro que se almacenan en una ROM. Cada multiplicación produce una palabra de 28 bits que se almacena en un acumulador. Los 14 bits más significativos de las palabras salen fuera por medio del DLFD hacia el canal izquierdo, por medio de DRFD hacia el canal derecho, con el reloj $\overline{CLFD}$. Se incorpora protección a la sobrecarga de tal forma que la salida siempre limita de forma suave en el caso improbable de sobrecarga del acumulador.

El sobremuestreo y el filtrado añaden 6 dB a la relación señal-ruido de la señal digital de audio, alcanzando 90 dB para las palabras de salida de 14 bits. Se obtiene otro incremento de 7 dB en el SAA 7030 por medio de un conformador de ruido. Este circuito redistribuye el ruido de cuantización repartido ahora uniformemente entre 0 y 88 kHz a causa del sobremuestreo, reduciendo el ruido en la región audible e incrementándolo por encima de 22 kHz, ver figura 9.

Se pueden elegir los datos de salida con complemento a 2 o desplazamiento binario empleando el terminal $\overline{OB}$. La entrada OS permite añadir un desplazamiento en corriente continua del 3%. Esto puede ser útil para reducir los efectos de las perturbaciones a bajas tensiones de salida con ciertos convertidores digital-analógicos. Una señal alterna de 176,4 kHz (LAT) se puede emplear para cargar los datos en el convertidor analógico-digital en aplicaciones donde no se use un SAA 7000.

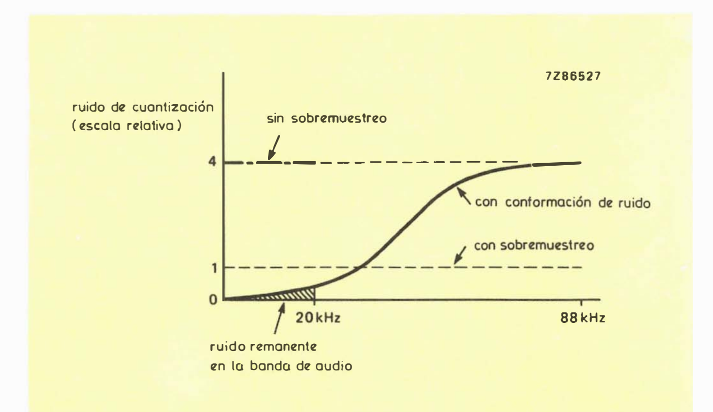



Figura 9. Obtención de una relación señal-ruido de 16 bits con un sistema que utiliza una conversión digital-analógica de 14 bits. El sobremuestreo reduce el ruido de cuantización en la banda, repartiendo el ruido total en una gran zona de la anchura de banda. Sólo una cuarta parte del ruido de cuantización inicial permanece en la banda de audio después del sobremuestreo. Esto incrementa la relación señal-ruido de las palabras aplicadas al convertidor digital-analógico de 14 bits de 84 dB a 90 dB. La conformación del ruido añade otros 7dB, lo que hace que la relación señal-ruido del sistema de conversión sea 97 dB, la misma que para un sistema convencional de 16 bits.

## *TDA 1540: convertidor digital-analógico de 14 bits*

Cada TDA 1540 convierte las muestras digitales de audio de 14 bits que llegan a 176,4 kHz en una corriente de salida analógica. La corriente de salida se mantiene entre conversiones cargando un biestable en la circuítería de salida del convertidor digital analógico.

Los datos DLFD (canal izquierdo), o DRFD (canal derecho) entran en serie con el reloj $\overline{\text{CLFD}}$. STR 2 enmarca los datos de entrada para cargarlos en un registro de almacenamiento temporal.

El TDA 1540 emplea un método de división de corriente llamado adaptación dinámica de elemento para alcanzar una gran exactitud junto con una estabilidad a largo plazo de las corrientes de peso binario. Los datos de entrada se usan para activar 14 conmutadores de bit que determinan la corriente de salida. La conversión a una tensión de salida se hace mediante filtros analógicos a continuación del convertidor digital-analógico.

La función de retención del convertidor digital-analógico da una respuesta (sen x)/x con un primer cero a 176,4 kHz que suprime la señal en esa frecuencia.

Si se desea, se puede ajustar una de las fuentes de corriente de referencia del TDA 1540, ver la figura 8. Esto compensará ligeras diferencias en las corrientes de salida del conversor digital-analógico para idénticos datos de entrada debido a tolerancias en los componentes externos.

## *Filtros analógicos*

Los filtros analógicos suprimen cualquier residuo de frecuencia por encima de la banda de audio. Puesto que el primer lóbulo espectral está en 176,4 kHz ± 20 kHz y ya ha sido muy atenuado por la función de mantenimiento del conversor digital-analógico, los filtros paso-bajo de tercer orden proporcionan suficiente atenuación. Se usa un filtro de Bessel con una frecuencia de corte de 30 kHz porque tiene una característica de fase líneal. La figura 10 muestra un filtro adecuado diseñado con el amplificador operacional dual NE 5532. La salida del filtro es de 1 voltio eficaz máximo. Los componentes del filtro no tienen que ajustarse y el circuito de de-énfasis se puede controlar automáticamente por la información de los discos.

En el cálculo y escalado de los coeficientes del filtro del SAA 7030 se han tenido en cuenta tanto la respuesta del filtro de Bessel como la función sen x/x del convertidor digital-analógico para conseguir una respuesta de frecuencia plana en la banda de audio.

Nota: El sistema de conversión se puede emplear a otras frecuencias de muestreo puesto que el filtro digital conserva su frecuencia de corte a 0,45 veces la frecuencia de muestreo de entrada. Además, la compensación (sen x)/ x no varia para frecuencias de muestreo diferentes, ocurriendo siempre el primer cero a la frecuencia de sobre-muestreo. Para una variación grande de frecuencia sólo se debe cambiar el filtro análogico para mantener una característica óptima de banda plana.

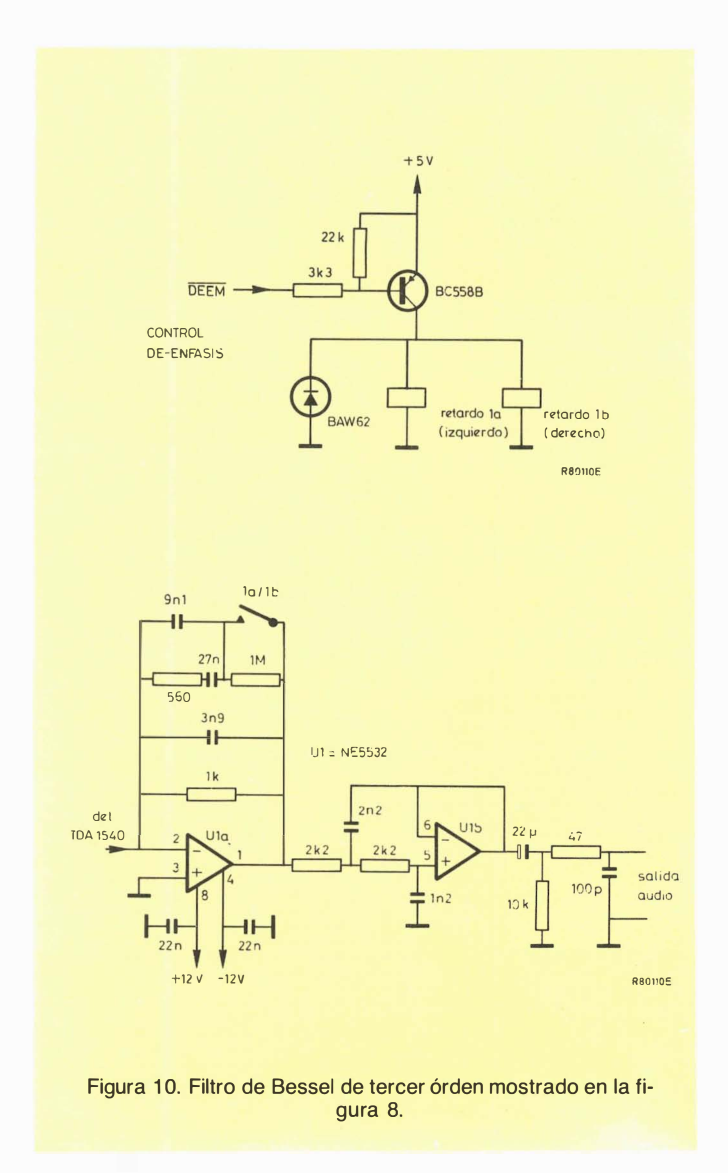



Figura 10. Filtro de Bessel de tercer órden mostrado en la figura 8.

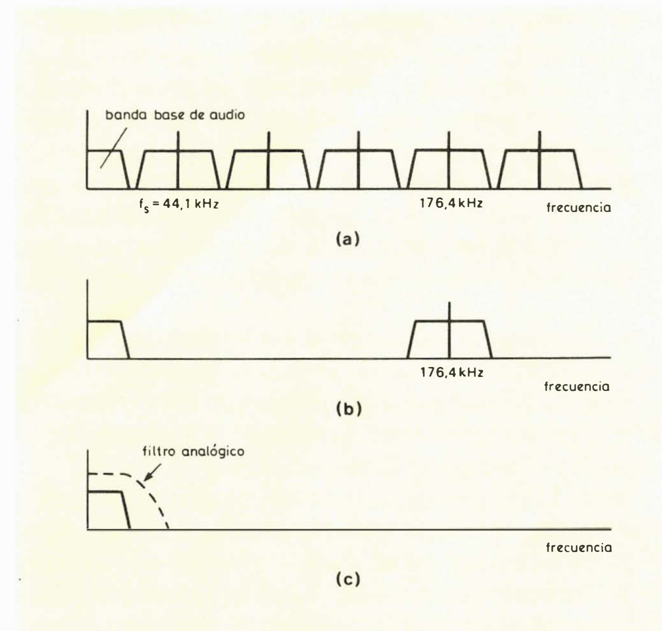



Figura 11. El sobremuestreo y el filtrado digital eliminan los lóbulos espectrales entre la banda base y 176,4 ± 20kHz, de tal manera que se pueden utilizar filtros analógicos paso-bajos de bajo órden baratos depués del convertidor digital-analógico en vez de filtros de muy alto órden necesarios para suprimir el lóbulo de 44,1 ± 20 kHz en sistemas que no emplean técnicas de sobremuestreo. (a) Espectro de una señal de audio muestreada por impulsos de 44,1 kHz. (b) Espectro después del sobremuestreo a 176,4 kHz y filtrado digital que elimina los lóbulos entre la banda de base de audio y 176,4±20 kHz. (c) Espectro de salida de audio. El lóbulo alrededor de 176,4 kHz se suprime por la función de retención del convertidor digital-analógico, que tiene una característica sen x/x con un primer cero a 176,4 kHz y por el filtro de salida paso-bajo analógico con una frecuencia de corte entre 30 y 40 kHz.

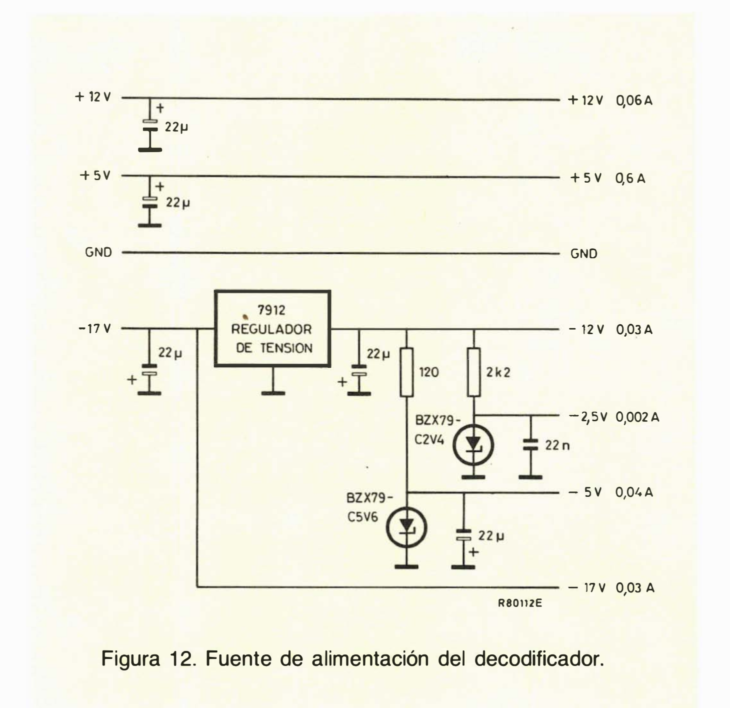



Figura 12. Fuente de alimentación del decodificador.

La figura 11 muestra como se obtiene el espectro original de audio a partir del audio digital mediante sobremuestreo y filtrado digital seguido por filtrado analógico.

## Fuente de alimentación

La alimentación para el decodificador mostrado en las figuras 6 y 8 se obtiene fácilmente. La figura 12 muestra un ejemplo.

# Convertidor D/A monolítico de 14 bits con relación señal/ruido de 85 dB

**La introducción del procesado digital de la señal en sistemas de grabación y reproducción de sonido impone unas exigencias muy severas en las prestaciones de los convertidores digital-analógicos. Muchos de estos sistemas necesitan convertidores de hasta 16 bits de resolución para obtener una relación señal/ruido suficiente y una buena linealidad.**

El TDA 1540 es el primer convertidor D/A monolítico bipolar de 14 bits con una relación señal/ruido de 85 dB (típico) para señales de audio muestreadas a 44 kHz. Emplea un nuevo método de división de corriente, llamado adaptación dinámica de elemento, para conseguir corrientes de peso binario de alta precisión, con estabilidad a largo plazo. La adaptación dinámica de elemento combina la división pasiva con un concepto de división del tiempo que elimina el ajuste fino de resistencias.

Además, el TDA 1540 ofrece:

- Registros de almacenamiento y de desplazamiento serie-paralelo incluidos en el chip.
- Referencia de corriente incluida.
- Monotonicidad inherente entre −25°C y +70°C
- Entrada compatible con TTL
- Entrada de datos en serie (offset binario) que reduce la intermodulación y el ruido correlado.
- Conmutación de bits mejorada, no se necesita un circuito para evitar el ruido de conmutación.

En la tabla 1 se da más información del TDA 1540.

## TECNICAS ESTANDAR DE CONVERSION DIGITAL/ANALOGICO

Los convertidores D/A monolíticos usan una red repartidora resistiva R-2R con transistores finales de múltiples emisores para generar corrientes de peso binario. Esas corrientes se conmutan mediante interruptores controlados digitalmente (interruptores de bit) hasta un punto de suma; de esta forma, se consigue la conversión digital-analógica. En la figura 1 se muestra un convertidor D/A de este tipo.

Hay dos problemas en el diseño de un convertidor D/A del tipo R-2R: la precisión del peso de las corrientes binarias, que viene fijada por la tolerancia de las resistencias y de los transistores, y la conmutación de las corrientes exactas de peso binario sin producir ruido de conmutación es lo que determina las características dinámicas.

Con respecto al problema de la precisión, la tabla 2 muestra cómo es inmediato integrar convertidores D/A que tengan hasta 10 bits; un convertidor de 10 bits necesita una división de corriente de 512: 1, es decir que necesita una resistencia con una tolerancia mejor del 0,05%. Los convertidores de 12 bits necesitan normalmente un ajuste por laser de resistencias de película delgada, o un ajuste de las corrientes de peso binario usando diodos zener para conseguir una precisión de 12 bits.

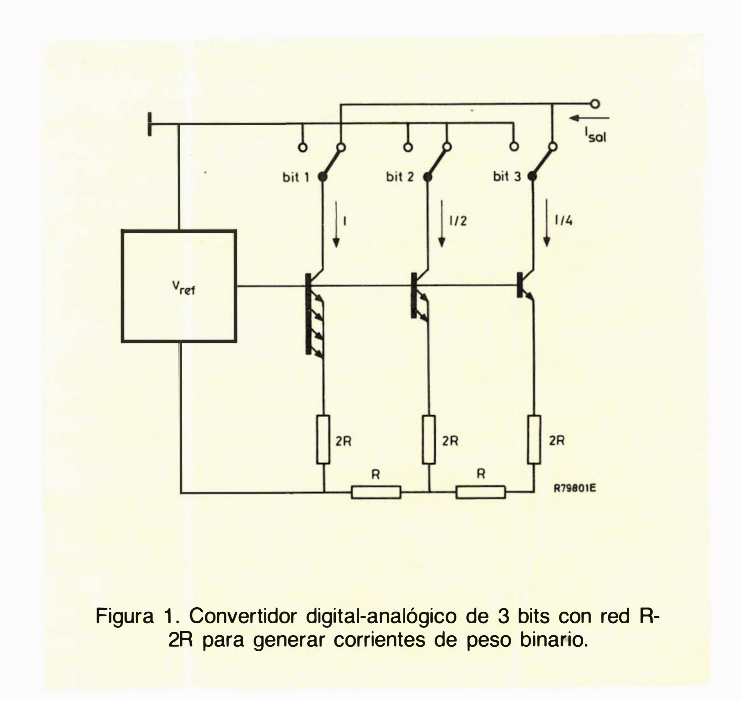



Figura 1. Convertidor digital-analógico de 3 bits con red R-2R para generar corrientes de peso binario.

**Tabla 1. Características del TDA1540**

| | |
|---|---|
| Resolución | 14 bits |
| Relación señal ruido* (tip) | 85 dB |
| Linealidad (tip) | $\pm$ 1/4 b.m.s. a $T_{amb}$ = 25° C<br>$\pm$ 1/2 b.m.s. – 20° C $T_{amb}$ + 70° C |
| Corriente a fondo de escala (tip) | 4 mA |
| Tiempo de ajuste a $\pm$ 1/2 b.m.s. (para una variación del fondo escala) | 1 $\mu$s tip. |
| Velocidad máxima de entrada de bits | 12 Mbits/s |
| Disipación de potencia | 350 mW |
| Tensiones alimentación | + 5 V, – 5 V y – 17 V |
| Encapsulado | DIL cerámico de 28 terminales |

* medida entre 31,5 Hz y 20 kHz con una frecuencia de muestreo de 44 kHz.

**Tabla 2. Tolerancia de adaptación de diferentes tipos de resistencias.**

| | tolerancia adaptación | | | |
|---|---|---|---|---|
| proceso fabricación | $\sigma$ (%) | | media (%) | |
| | 10 $\mu$m | 40 $\mu$m | 10 $\mu$m | 40 $\mu$m |
| Difusión | 0,44 | 0,23 | –0,1 | 0,07 |
| Película delgada | 0,24 | 0,11 | –0,1 | –0,06 |
| Implantación iónica | 0,34 | 0,12 | –0,04 | 0,05 |

anchura de linea de resistencia 10 $\mu$m y 40 $\mu$m.

Es muy cuestionable la forma de aplicar con éxito el ajuste a convertidores de 14 ó 16 bits. El montaje del chip después del ajuste puede cambiar las resistencias; el ajuste después del montaje puede ser caro. La estabilidad a largo plazo puede ser también un problema. Además, el costo del ajuste fino por laser en producción de gran volumen puede ser significativo.

En el TDA 1540 se ha eliminado el ajuste fino por la adaptación dinámica de elemento.

## ADAPTACION DINAMICA DE ELEMENTO

### Divisor básico de corriente

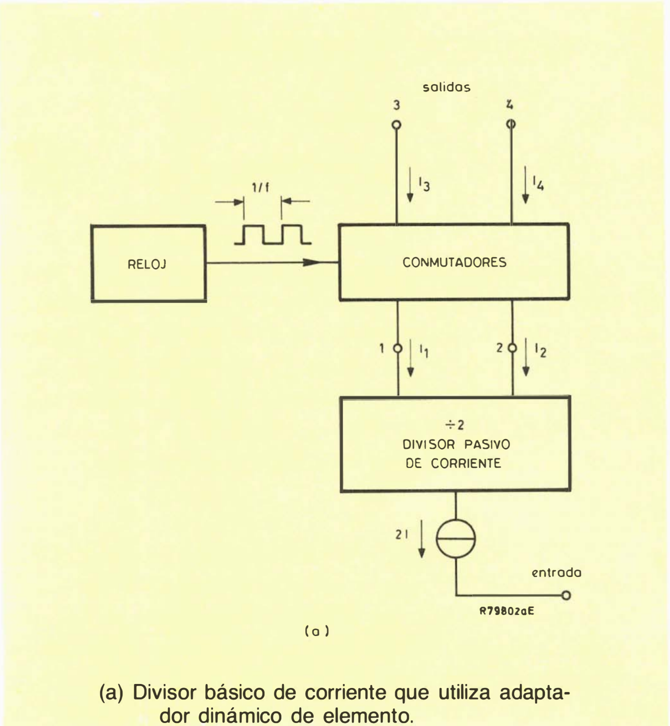
En la figura 2 (a) se muestra el diagrama de bloques del divisor. Consiste en un divisor pasivo de corriente y un conjunto de conmutadores excitados, a una frecuencia f, por un generador de impulsos de reloj.

La corriente de entrada 2I se divide en dos partes casi iguales: $I_1 = I + \Delta I$, e $I_2 = I - \Delta I$. Después, $I_1$ e $I_2$ se intercambian con respecto a los terminales de salida 3 y 4 durante tiempos iguales por medio de los conmutadores. La corriente media en cada terminal de salida es entonces exactamente igual y tiene un valor I, ver figura 2 (b).

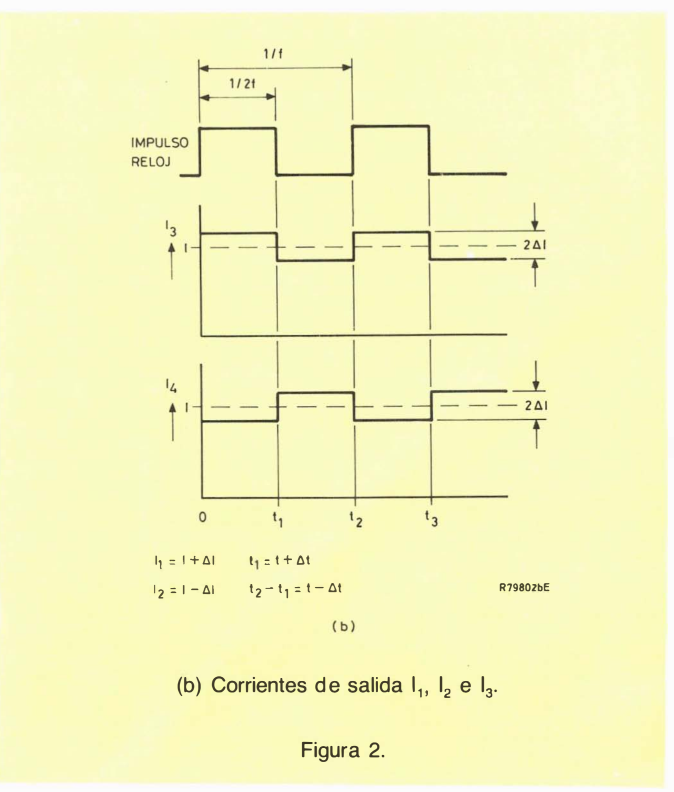
Hay un pequeño rizado de corriente 2 $\Delta$ I (pico a pico) a frecuencia f en las corrientes de salida. Este rizado es proporcional a la precisión de la división de corriente por el divisor pasivo.

Usando un sencillo filtro paso-bajo para suprimir el rizado se obtiene una relación exacta de corriente de 2: 1 (de la entrada a la salida).

Si el tiempo que $I_1$ e $I_2$ se conmutan a cada salida difiere en un $\Delta$ t, ver figura 2 (b), habrá un error en su relación de corriente 1: 1 de ($\Delta$ t/t) ($\Delta$ I/I). Para $\Delta I/I \simeq 1\%$ y $\Delta t/t \simeq 0,1\%$, el error es $\simeq 0,001\%$.




(a) Divisor básico de corriente que utiliza adaptador dinámico de elemento.




(b) Corrientes de salida $I_1$, $I_2$ e $I_3$.

Figura 2.

Poniendo en cascada etapas divisoras se forma una precisa red de corrientes con peso binario. Sin embargo, en un circuito práctico, cada etapa necesita una tensión de alimentación mínima de $\simeq 2V$. Esto lleva a una tensión de alimentación impracticablemente grande en el caso de una red de corriente de 14 bits. Se emplea, por lo tanto, un divisor mejorado que da corrientes más pesadas en un sólo intercambio de las mismas.

## Divisor mejorado

En el divisor mejorado, una corriente 4I se divide en cuatro partes casi iguales: $I+\Delta_1 I$, $I+\Delta_2 I$, $I+\Delta_3 I$, e $I+\Delta_4 I$, véase la figura 3 (a).

Nótese que $\Delta_1+\Delta_2+\Delta_3+\Delta_4 = 0$

Estas corrientes se llevan a una red de conmutación, que intercambia todas las corrientes con respecto a los terminales de salida durante tiempos iguales. Los conmutadores estan controlados por señales de un registro de desplazamiento de 4 bits.

En la salida de la red de conmutación, se combinan dos corrientes; así pues, las corrientes de salida tienen valores medios de valor 2I, I e I, figura 3 (b). Todas las corrientes tienen un rizado de frecuencia f/4 (siendo el tiempo para un intercambio completo de las cuatro corrientes, 4/f). Los errores de tiempo en el conmutador de corriente tienen el mismo efecto sobre la precisión que en el divisor básico.

En la figura 4 se muestra el diagrama de circuito de un divisor de la corriente práctico. Los transistores TR1, TR2, TR3, TR4, con las resistencias R dividen la corriente 4I en cuatro partes casi iguales.

Estas corrientes se llevan a una red de conmutación que consiste en interruptores formados por transistores Darlington para minimizar las pérdidas de corriente de base. Dos corrientes se suman directamente dando una corriente de salida de 2I (media). Un registro de desplazamiento de 4 bits controla la conmutación de los transistores que deben tener una gran ganancia de corriente para una división más precisa de la misma.

## RED DE CORRIENTE DE PESO BINARIO

Poniendo en cascada etapas divisoras, se forma una red de corriente con peso binario, véase la figura 5. En la primera etapa, la fuente de corriente de referencia $I_{ref}$ incluida en el chip, y un amplificador de corriente forman un preciso espejo de corriente. La corriente de referencia se usa como la corriente del bit más significativo, lo cual elimina el filtrado.

Para obtener una precisión de 14 bits, se puede hacer una elección entre el número de divisores de corriente conmutados y los no conmutados. La mínima tensión de alimentación disminuye conforme aumenta el número de divisores no conmutados. Sin embargo, el número de divisores no conmutados está limitado por el rendimiento del circuito. Cinco divisores conmutados seguidos por un divisor pasivo de 4 bits que emplea escalado en los emisores representa el mejor conpromiso entre tensión de alimentación y rendimiento del circuito.

## FILTROS Y CONMUTADORES DE BIT

En la figura 6 se muestra como se filtran las corrientes de salida de una etapa divisora conmutada, y cómo se conmutan hacia la salida. Las redes R1 C1 y R2 C2 forman filtros de primer orden (los condensadores se conectan exteriormente). Los transistores Darlington TR3, TR4, y TR5, TR6 aislan los filtros de la conmutación de las corrientes de peso binario hacia la salida (conmuta-

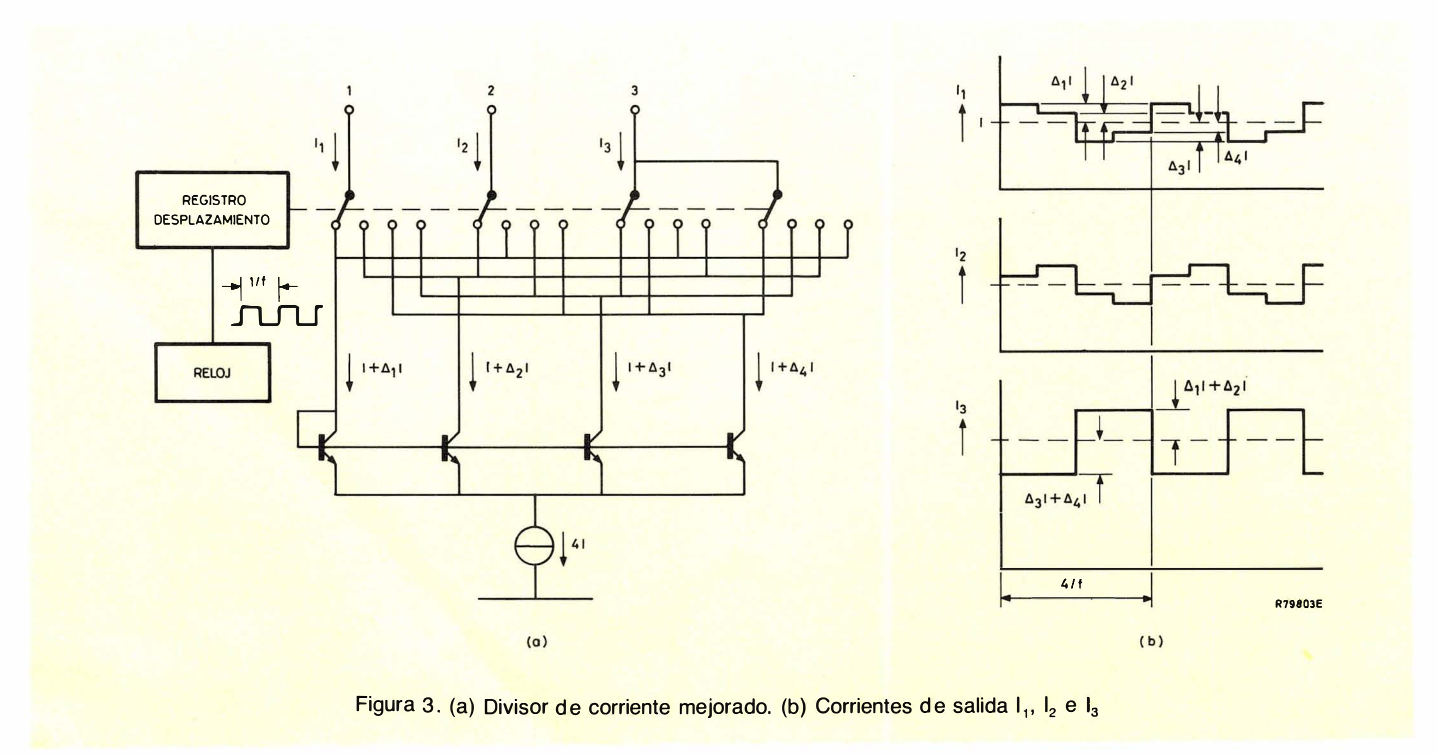



Figura 3. (a) Divisor de corriente mejorado. (b) Corrientes de salida $I_1$, $I_2$ e $I_3$

Figura 4. Esquema del divisor de corriente práctico.

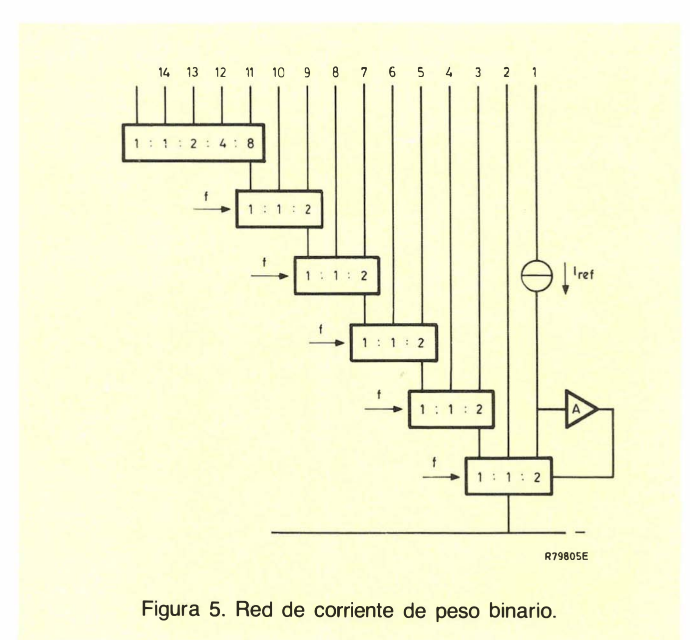



Figura 5. Red de corriente de peso binario.

ción del bit). La conmutación del bit se realiza con una configuración diodo-transistor TR1, D1 y TR2, D2, que permite una conmutación rápida y precisa sin pérdida de corriente de base.

El filtrado individual de las corrientes de bit minimiza el ruido de la corriente de salida del TDA 1540, y hace que el tiempo de conversión dependa únicamente de la velocidad de los conmutadores de bit.

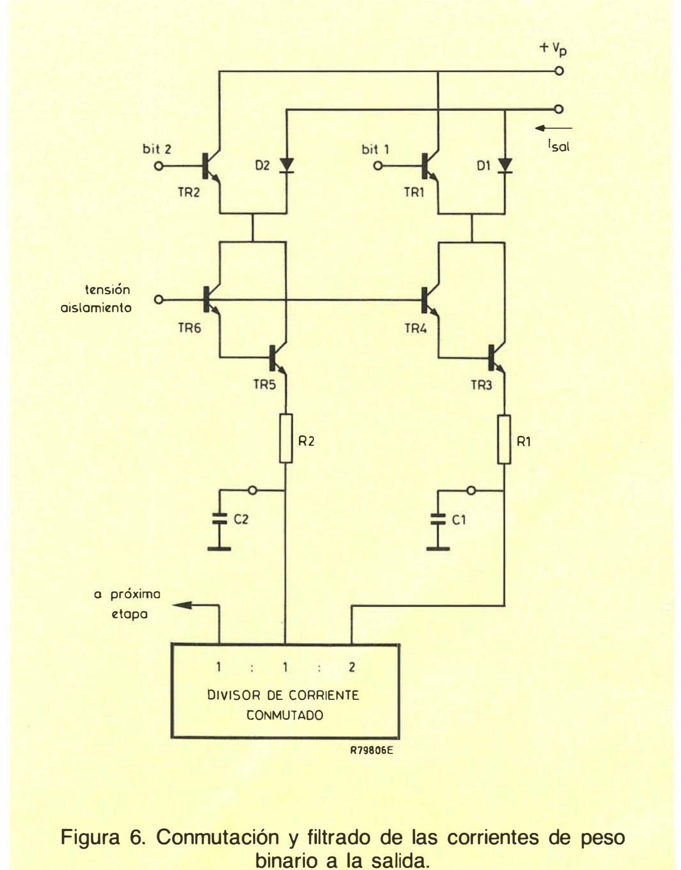



Figura 6. Conmutación y filtrado de las corrientes de peso binario a la salida.

## CONVERTIDOR D/A DE 14 BIT COMPLETO

La figura 7 es el diagrama de bloques del convertidor D/A completo. Muestra la red de corriente de peso binario de 14 bits, la fuente de corriente de referencia, los filtros individuales de corriente de bit y los conmutadores de bit. El registro de desplazamiento que controla las conmutaciones de los transistores Darlington está en la parte inferior de la figura.

En la figura 8 se muestra como obtener una salida de tensión usando el TDA 1540 con un amplificador operacional. En la figura 9 se muestra el formato de los datos de entrada D, y las correspondientes señales de temporización $\overline{CP}$ (entrada de reloj) y LE (desinhibición del registro de almacenamiento).

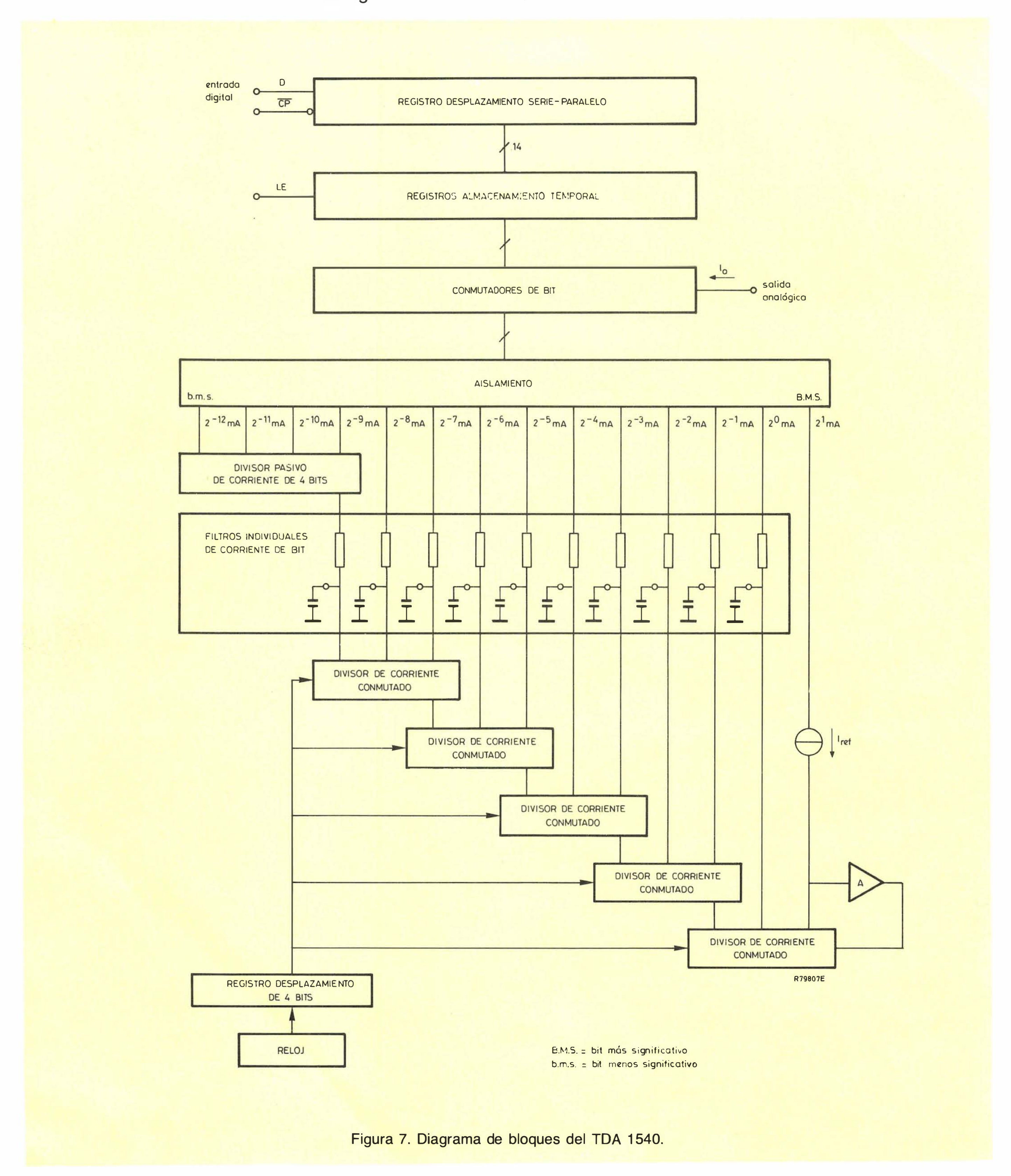



Figura 7. Diagrama de bloques del TDA 1540.

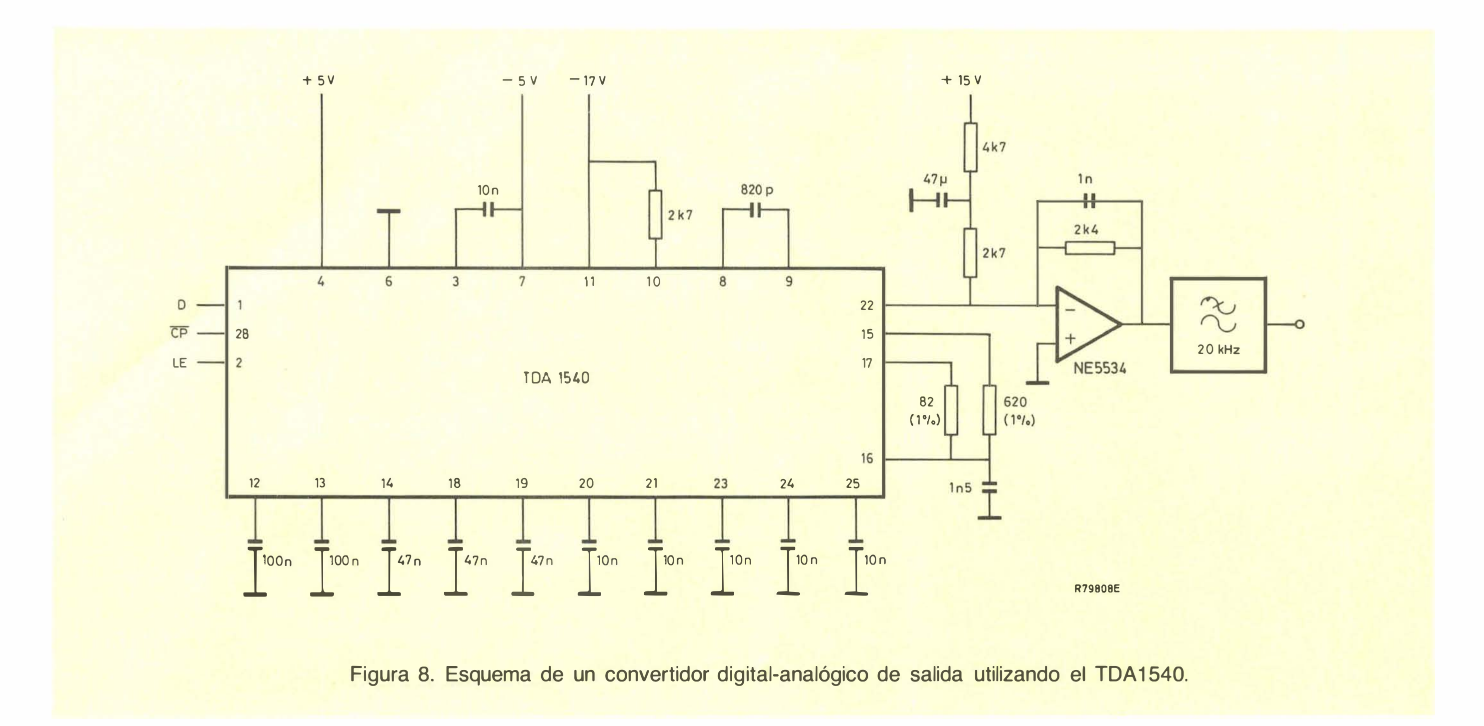



Figura 8. Esquema de un convertidor digital-analógico de salida utilizando el TDA1540.

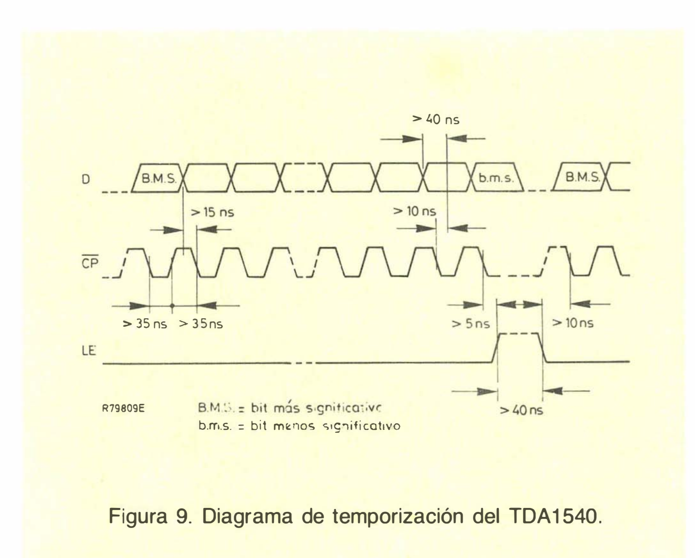



Figura 9. Diagrama de temporización del TDA1540.

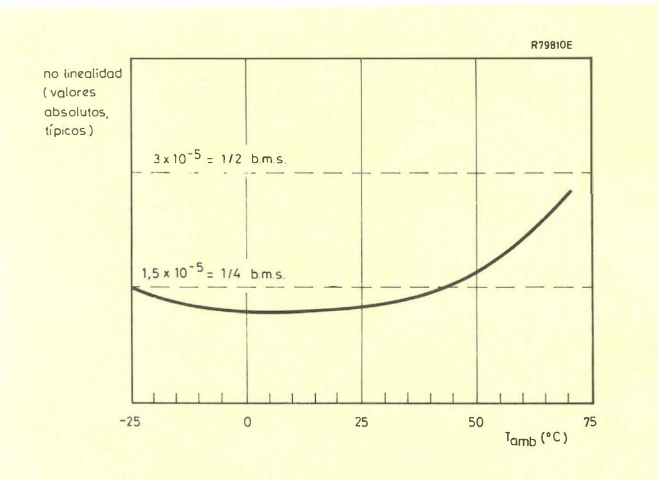



Figura 10. No linealidad del TDA1540 en función de la temperatura.

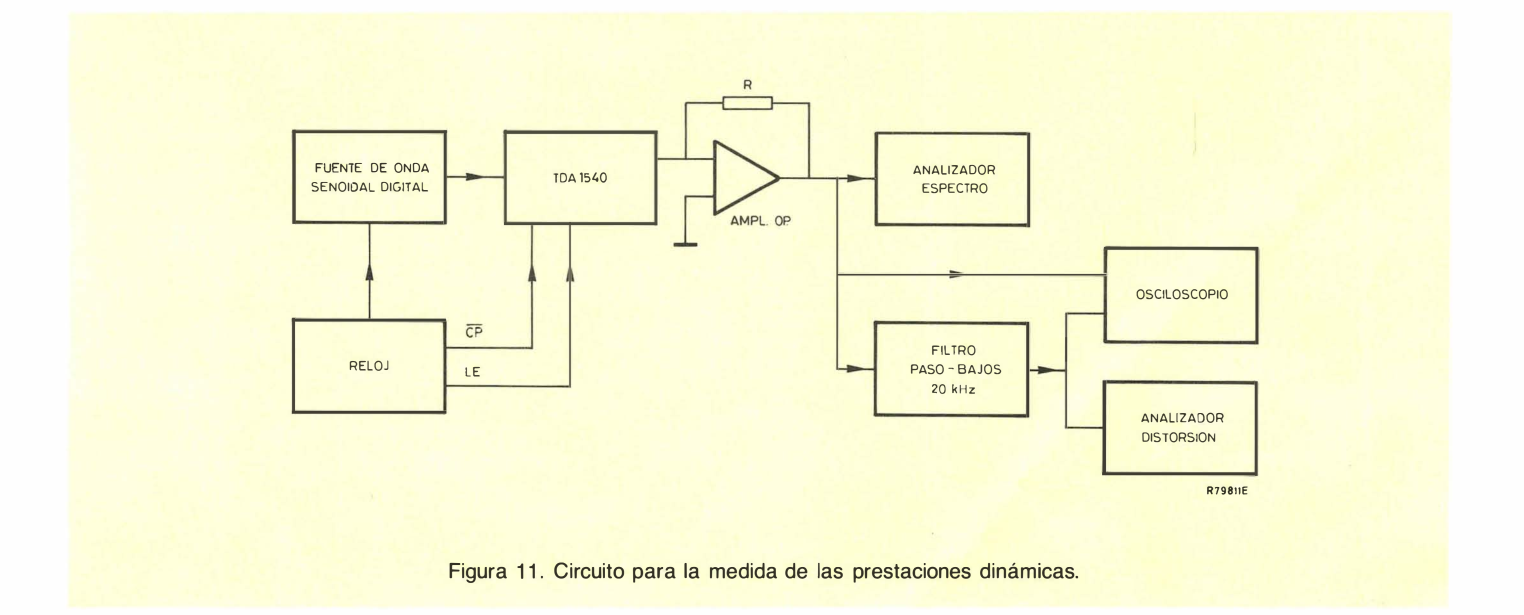



Figura 11. Circuito para la medida de las prestaciones dinámicas.

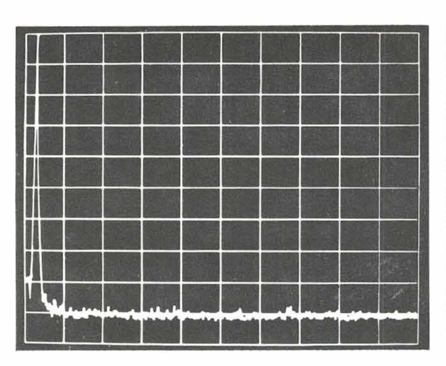
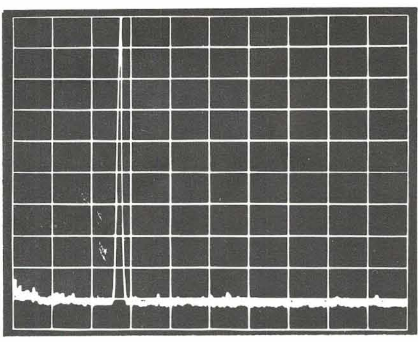
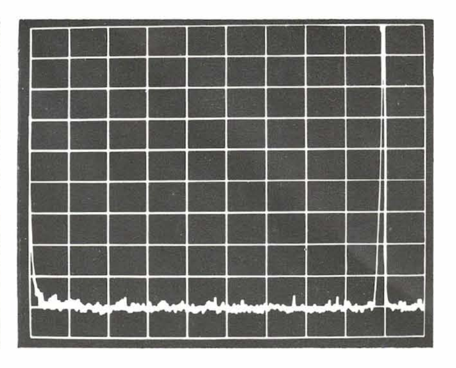




Figura 12. Distorsión de una salida senoidal de frecuencia de 600 Hz, 5,5 kHz y 18 kHz, respectivamente. Escala vertical: 10dB/div., escala horizontal: 2 kHz/div. Ancho de banda: 30 Hz.

## CARACTERISTICAS

### Linealidad

Un convertidor D/A es monotónico si la no linealidad es menor de $\pm$ 1/2 bit menos significativo (b.m.s.)

En la figura 10 se muestra que la no-linealidad del TDA 1540 es típicamente menor que 1/2 b.m.s. ($3 \times 10^{-5}$) en un margen de temperatura de $-20$°C a $+70$°C

### Características dinámicas

En la figura 11 se muestra la disposición usada para medir las características dinámicas. Una fuente digital de onda seno produce palabras de 14 bits que son cargadas a 44 kHz. Las salidas de los registros de almacenamiento excitan directamente el conmutador de bit del convertidor. Un amplificador operacional de alta velocidad con una resistencia de realimentación R, convierte la corriente de salida del convertidor en una tensión adecuada para poderse examinar con el analizador de espectro y el osciloscopio, ó analizador de distorsión.

En la figura 12 se muestran los resultados del análisis de espectro. Para ondas senoidales de 600 Hz, 5,5 kHz y 18 kHz, la distorsión es de $-90$ dB con respecto al máximo de la señal senoidal.

Nota: $-90$ dB es el límite de resolución del analizador de espectro.

En la figura 13 se muestran los oscilogramas de las señales de salida filtradas y sin filtrar. El filtro paso-bajo introduce un retardo en la señal de salida.

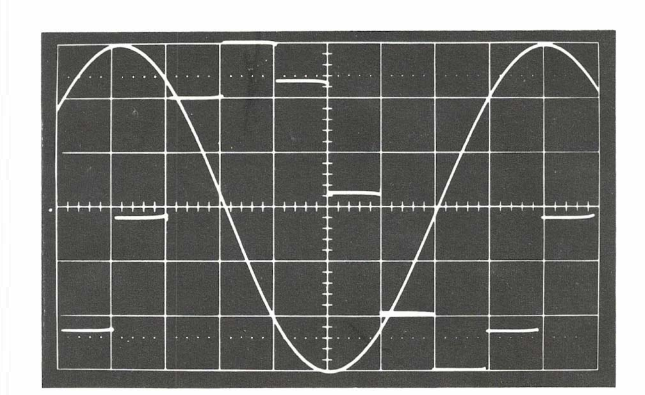
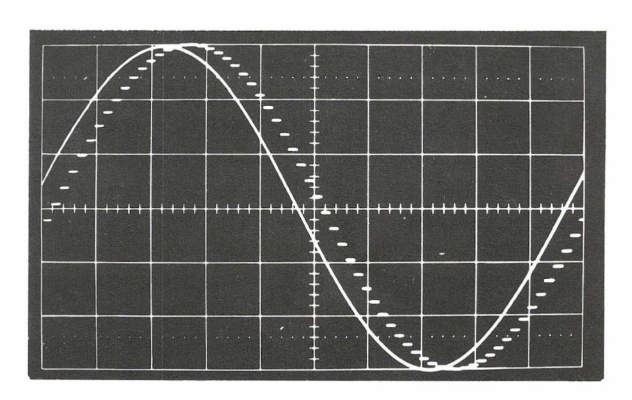



Figura 13. Señales de salida filtradas y no filtradas: arriba: 1kHz; abajo: 6,3 kHz. Escala vertical: 0,33 voltios/div.

## APLICACIONES

La adaptación dinámica de elemento es un método sencillo, preciso y fiable de división de corriente para convertidores D/A monolíticos de alta precisión: las prestaciones resultantes del TDA 1540 lo hacen ideal para sistemas de grabación y reproducción de sonido.

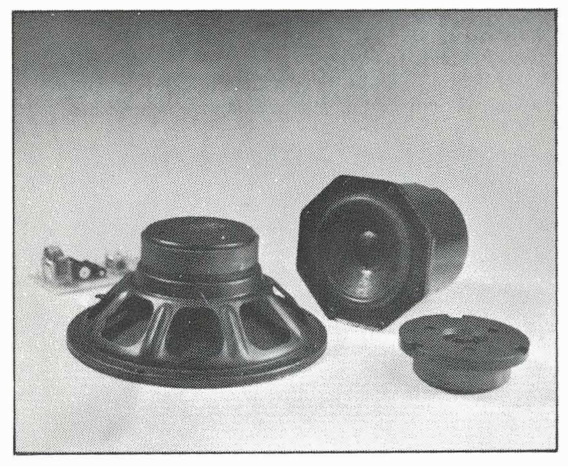
Su linealidad de 15 bits también lo hace adecuado para aplicaciones que no requieren resolución de 14 bits, pero exigen alta linealidad para mejorar la precisión relativa. Tales aplicaciones incluyen sistemas gráficos de visualización, grabación por haz de electrones e instrumentación nuclear.

El TDA 1540 cumple fácilmente las exigencias de un convertidor D/A de 12 bits para telefonía. Para fabricantes de instrumentos, el TDA 1540 puede aumentar los límites actuales de las prestaciones de medidores de distorsión, analizadores de espectro, y generadores sinusoidales y de cualquier otro tipo de señal.

El empleo de técnicas de sobre-muestreo con el TDA 1540 mejora todavía mas la relación señal/ruido en aplicaciones de audio y simplifica los filtros analógicos de salida.

# SISTEMAS DE ALTAVOCES HI-FI











| | Situación | Sistema potencia W | Frecuencia resonancia Hz | Recorrido de frecuencia estimado kHz | Dimen. total mm. | Diám. agujero baffle mm. | Prof. total mm. | Material de recubrimiento |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **AGUDOS** | | | | | | | | |
| AD00400/T4; T8 | N | 70 | 1500 | 3 to 22 | 83 □ | 73 | 26 | textile |
| AD0140/T4; T8 | D | 20/40 | 1200 | 2 to 22 | 94 ∅ | 75 | 25 | polycarb. |
| AD0162/T4; T8; T15 | D | 20/50 | 1000 | 2 to 22 | 94 ∅ | 75 | 32 | polycarb. |
| AD01632/T4; T8 | D | 50/70 | 1300 | 2 to 22 | 96 □ | 85 | 33 | paper |
| AD01633/T4; T8 | D | 50/70 | 1300 | 2 to 22 | 96 □ | 85 | 33 | paper |
| **MEDIOS** | | | | | | | | |
| AD0211/Sq4; Sq8 | D | 40 | 350 | 0,5 to 5 | 134 | 112 | 108 | textile |
| AD02110/Sq4; Sq8 | D | 80 | 340 | 0,5 to 5 | 134 | 112 | 103 | textile |
| AD02150/Sq4; Sq8 | N | 80 | 340 | 0,5 to 5 | 134 | 122 | 98 | textile |
| AD02160/Sq4; Sq8 | N | 80 | 320 | 0,5 to 10 | 134 | 122 | 85 | textile |
| AD5060/Sq4; Sq8 | D | 60 | 210 | 0,4 to 5 | 129 | 96 | 107 | textile |
| AD50600/Sq4; Sq8 | N | 60 | 260 | 0,4 to 5 | 115 | 100 | 106 | textile |
| AD50800/Sq4; Sq8 | N | 40 | 280 | 0,4 to 5 | 115 | 100 | 106 | textile |
| **GRAVES** | | | | | | | | |
| AD40900/W4; W8 | N | 8 | 80 | 0,05 to 5 | 102 | 95 | 52 | rubber |
| AD70601/W4; W8 | D | 30 | 45 | 0,04 to 3 | 166 | 142 | 68 | rubber |
| AD80602/W4; W8 | D | 50 | 42 | 0,05 to 4 | 204 | 180 | 86 | foam |
| AD80652/W4; W8 | D | 60 | 39 | 0,05 to 4 | 204 | 180 | 88 | foam |
| AD80671/W4; W8 | D | 70 | 35 | 0,04 to 3 | 204 | 180 | 88 | rubber |
| AD10100/W4; W8 | D | 40 | 25 | 0,03 to 1 | 261 | 227 | 131 | rubber |
| AD12250/W4; W8 | D | 100 | 26 | 0,04 to 2 | 311 | 280 | 121 | rubber |
| **PASIVOS** | | | | | | | | |
| AD8002 | D | | | | 204 | 180 | | foam |
| AD1200 | D | | | | 311 | 279 | | rubber |

D = TIPOS DISPONIBLES ACTUALMENTE

N = TIPOS DE NUEVO DISEÑO

**Solicite información**

Miniwatt s.a.

**División Comercial: Barcelona, 7.** Balmes, 22. Telf.: 301 63 12. Telex: N.° 54666. Copre e.
**Madrid, 4.** Sagasta, 18. Telf.: 446 40 00.
**Domicilio Social y División Industrial: Barcelona, 4.** Paseo Zona Franca, 15
Telf.: 331 51 00. Telex: N.° 52523. Miniw e.

# Diseño de sistemas de altavoces en recintos cerrados (I)

**En las revistas Miniwatt Vol. 20, Nº 12 y Vol. 21, Nos 2 y 4 se analizaron parámetros de los altavoces tales como su masa, compliancia, resistencia, factor de amortiguamiento, etc, etc. y también la influencia de la carga de aire que el altavoz desplaza con su movimiento, los modos de funcionamiento del altavoz y sus zonas de trabajo, todo ello bajo un punto de vista teórico, considerando el altavoz radiando energía como un pistón rígido y como foco puntual.**

**El propósito de esta publicación es estudiar el efecto de un rencinto o bafle en las prestaciones de un altavoz y la utilización de dos o más altavoces en los llamados sistemas multivias.**

## 1.1 EL BAFLE INFINITO

Considérese un altavoz montado en un pequeño soporte. Cuando el cono se desplaza hacia delante, el aire situado frente a éste se comprime y el aire que hay detrás del cono se expande como se muestra en la figura 1.

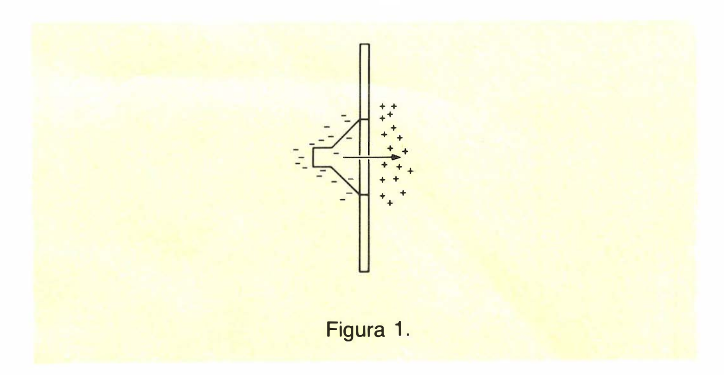


Figura 1.

La sobrepresión del aire en movimiento alrededor del perímetro del bafle es prácticamente nula y por lo tanto la impedancia del aire es muy baja (como en el caso del altavoz sin bafle). El efecto es más pronunciado cuando la distancia que la onda sonora tiene que recorrer desde el frontal hasta la parte posterior del altavoz es justo la mitad de la longitud de onda. Por ejemplo, a la frecuencia de 40 Hz, si el altavoz se montase en el centro de un bafle, las dimensiones de éste serían como mínimo 4,25 × 4,25 m para evitar cualquier cancelación del sonido.

$$\lambda = \frac{c}{f} \longrightarrow \frac{\lambda}{2} = \frac{340}{2 \times 40} = 4{,}25 \qquad (1)$$

siendo $\lambda$ = longitud de onda
c = velocidad de sonido 340 m/s
f = frecuencia = inversa del periodo T

Las dimensiones del bafle abierto proporcionan el aislamiento acústico entre el frontal y la parte posterior del altavoz. Un aislamiento total podría obtenerse con un bafle infinito, lo que obviamente es una solución impracticable.

Para evitar este problema y obtener un completo aislamiento acústico se puede cerrar el bafle por la parte posterior, formando un caja cerrada con la cual las radiaciones posteriores son prácticamente eliminadas.

Esta caja recibe diversos nombres. Citaremos algunos de ellos:

a) bafle infinito (nombre inadecuado),
b) bafle de caja cerrada,
c) bafle de suspensión acústica,

d) recinto sellado o precintado,
e) bafle de compresión,
f) recinto hermético,
g) recinto cerrado,

El término recinto sellado da énfasis a la característica más importante de su construcción y, a pesar de que un recinto sellado y un bafle infinito se consideran frecuentemente sinónimos, hay una gran diferencia entre ellos. El aire dentro del recinto es comprimido y se comporta como un resorte que el cono mueve hacia dentro y hacia fuera. Este no es por supuesto el caso del bafle infinito.

## 1.2 CIRCUITOS EQUIVALENTES PARA SISTEMAS DE RECINTO CERRADO

Consideremos pues el efecto de montar un altavoz en un recinto cerrado. Si el recinto es muy grande, el volumen de aire desplazado debido al movimiento del cono será insignificante comparado con el volumen del aire dentro del recinto. Si por el contrario el recinto es pequeño, el movimiento del cono estará frenado por las variaciones de presión que se producen dentro del recinto, disminuyendo como consecuencia la potencia sonora útil. El recinto cerrado actúa como si al cono del altavoz le añadiésemos una compliancia. Este efecto es mas notable cuanto más pequeño sea el recinto.

De acuerdo con una ecuación que se dió en revista Miniwatt, Vol 20, Nº 12, pág. 433, la compliancia acústica debida a un recinto de volumen $V_B$ es

$$C_{AB} = \frac{V_B}{\gamma P_0} \tag{2}$$

En el margen de las bajas frecuencias, el cono se comporta como un pistón rígido. Con esta afirmación se puede empezar el estudio del circuito equivalente del altavoz montado en un recinto cerrado. La figura 2 muestra el circuito equivalente del altavoz sin ningún tipo de recinto (ver revista Miniwatt Vol. 21, Nº 2, pág. 76).

Todos los elementos han sido transferidos al lado acústico, es decir todos los valores de los elementos que componen el circuito equivalente son magnitudes acústicas. Los elementos mecánicos han sido transferidos a la parte acústica dividiendo los valores de dichos elementos mecánicos por $A^2$, siendo A la superficie efectiva del cono, obteniendo como resultado impedancias acústicas en el sistema M.K.S., es decir, los llamados ohmios acústicos (figura 2).

La impedancia eléctrica debida a la inductancia de la bobina móvil ($L_E$) puede ser despreciada para frecuencias bajas. Esta consideración es válida hasta frecuencias algo por encima de los 500 Hz.

La impedancia de radiación doble 2 $Z_{MA}$ en la figura 2 que es la que consideraba el efecto del aire de la parte frontal y trasera del altavoz, debe sustituirse por dos impedancias distintas. No podemos considerar igual a $Z_{MA}$ la impedancia acústica del aire dentro del recinto. La impedancia de la parte frontal es $R_{AR}$ y $M_{AR}$. La impedancia

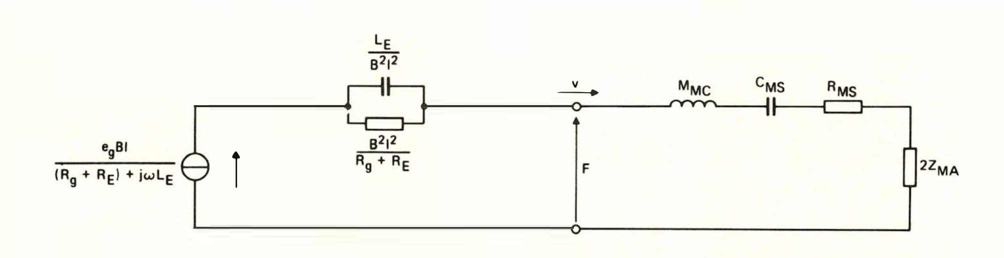



Figura 2.

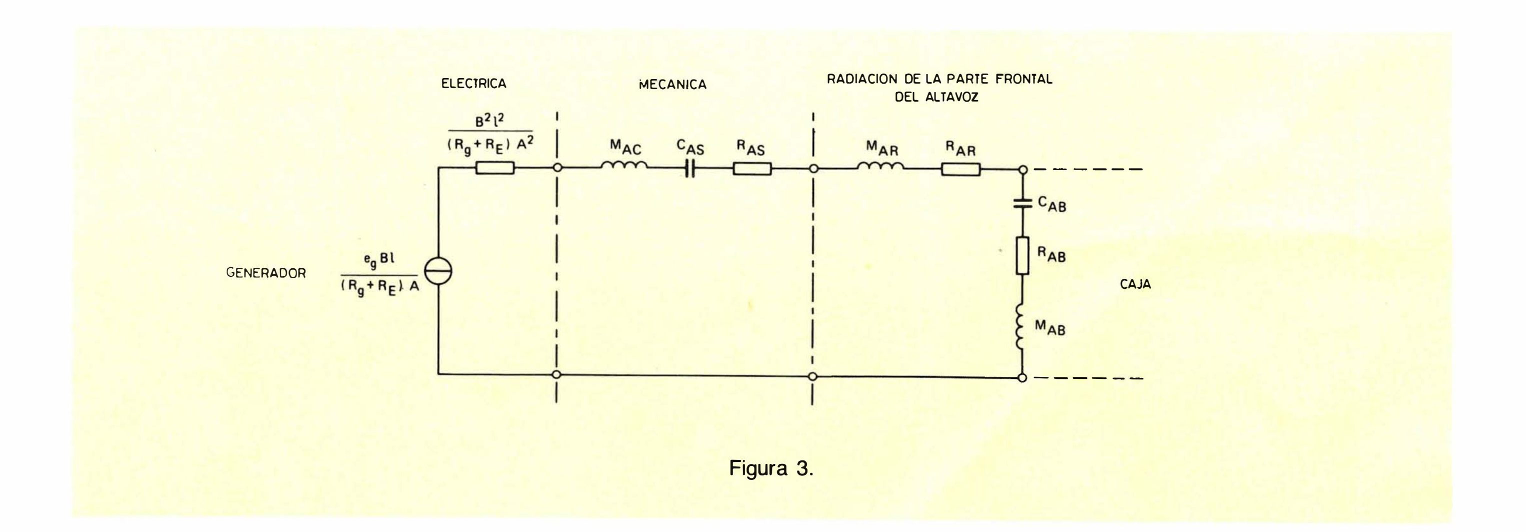



Figura 3.

de la carga debida al recinto será: $C_{AB}$ $R_{AB}$ $M_{AB}$, siendo
$R_{AR}$ = resistencia acústica de radiación
$M_{AR}$ = masa acústica de radiación
$C_{AB}$ = compliancia acústica del recinto
$R_{AB}$ = resistencia acústica del recinto
$M_{AB}$ = masa acústica del recinto

El nuevo circuito equivalente del altavoz montado en un recinto cerrado se muestra en la figura 3.

Se analizaran a continuación los elementos que componen el circuito equivalente de la figura 3. En primer lugar, $e_g$ representa la tensión (voltios) de salida del amplificador en circuito abierto, B es la densidad de flujo magnético en el entrehierro expresada en Teslas, (1 Tesla = 1 Wb/m$^2$ = 10$^4$ Gauss) y l es la longitud (metros) de hilo de la bobina móvil. $R_E$ es la resistencia (ohmios) en corriente contínua de la bobina móvil. $R_g$ es la impedancia (ohmios) de salida del amplificador; ésta impedancia aparece en el denominador comportándose como una resistencia que muestra la gran importancia de la impedancia de salida del amplificador sobre el factor de amortiguamiento del sistema acústico. Una vez más, se pone en evidencia que la elección del amplificador y los recintos cerrados deben guardar una estrecha relación.

Las partes mecánicas del altavoz se han reducido a tres términos $M_{MC}$ que representan la masa mecánica del sistema móvil (bobina y cono); dividiendo $M_{MC}$ por $A^2$ tenemos la masa acústica $M_{AC}$ expresada en kg/m$^4$. Lo mismo podemos decir de la resistencia mecánica $R_{MS}$ que dividida por $A^2$ se convierte en la resistencia acústica $R_{AS}$ que en el sistema M.K.S. se expresa en los llamados ohmios mecánicos. Por último, la compliancia mecánica del sistema de suspensión $C_{MS}$ multiplicada por $A^2$ pasa a ser $C_{AS}$, compliancia acústica medida en m$^5$/N. Estas magnitudes pueden ser determinadas analizando el comportamiento del altavoz.

Siguiendo con el circuito equivalente de la figura 3, $M_{AR}$ representa la masa acústica de radiación en kg/m$^4$, y $R_{AM}$ la resistencia acústica de radiación en ohmios acústicos. Los valores de estas dos magnitudes $M_{AR}$ y $R_{AM}$ representan la masa y la resistencia acústica de radiación de la parte frontal del altavoz y no tienen nada que ver con el recinto cerrado.

Se estudian a continuación los elementos $C_{BA}$, $R_{BA}$ y $M_{BA}$ que aparecen como consecuencia de colocar el altavoz en un recinto cerrado. $C_{BA}$ es la compliancia acústica en m$^5$/N, que es tanto mayor cuanto mayor es el volumen del recinto. Recordemos la definición

$$C_{AB} = \frac{V_B}{\rho c^2} = \frac{V_B}{\gamma P_0} \qquad (3)$$

$R_{AB}$ es la resistencia acústica en el interior del recinto cerrado y por último $M_{AB}$ es la masa de la carga de aire contenida en el recinto cerrado.

La figura 3 puede ahora simplificarse y pasar a la figura 4 que no es más que un simple circuito serie que tiene una frecuencia de resonancia f'$_o$ dada por

$$f'_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{M_A C_A}} \text{ Hz} \qquad (4)$$

Donde

$$M_A = M_{AC} + M_{AR} + M_{AB} \text{ kg/m}^4 \qquad (5)$$

y

$$C_A = \frac{C_{AS}\, C_{AB}}{C_{AS} + C_{AB}} \text{ m}^5\text{/N} \qquad (6)$$

En la figura 4 se considera

$$C_A = \frac{C_{AS}\, C_{AB}}{C_{AS} + C_{AB}} \qquad (7)$$

$$R_A = \frac{B^2 l^2}{(R_g + R_E)\, A^2} + R_{AS} + R_{AR} + R_{AB} \qquad (8)$$

$$M_A = M_{AC} + M_{AR} + M_{AB} \qquad (9)$$

Los símbolos que se utilizan para la frecuencia de resonancia y la pulsación angular de resonancia son f'$_o$ y $\omega'_o$ para no confundirlas con $f_o$ y $\omega_o$ utilizadas cuando el altavoz funciona al aire libre sin ningún tipo de recinto.

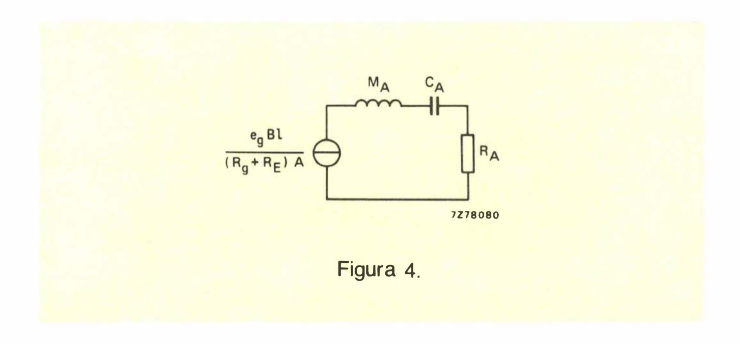


Figura 4.

## 1.3. VALORES DE LA MASA Y COMPLIANCIA ACUSTICAS

### 1.3.1. Determinación de la masa acústica

La ecuación 4 es fundamental en el diseño del recinto cerrado. Primero analizaremos la cantidad $M_{AB}$ que representa la masa acústica total. Esta cantidad es la suma de la $M_{AC}$ (masa acústica de la bobina y cono), $M_{AR}$ (masa acústica de radiación de la parte frontal del cono), $M_{AB}$ (masa acústica de la parte posterior del cono es decir dentro del recinto).

Estas cantidades estan definidas como:

$$M_{AC} = \frac{M_{MC}}{A^2} \text{ kg/m}^4 \qquad (10)$$

donde $M_{MC}$ es la masa mecánica de la bobina y cono

$$M_{AR} = \frac{M_{MR}}{A^2} \text{ kg/m}^4 \qquad (11)$$

donde $M_{MR}$ es la masa mecánica de radiación de la parte frontal del cono

$$M_{AB} = \frac{M_{MB}}{A^2} \text{ kg/m}^4 \qquad (12)$$

donde $M_{MB}$ es la masa mecánica de la carga del aire sobre la parte posterior del cono.

Como se acaba de ver, los valores acústicos pueden expresarse en función de sus respectivas partes mecánicas.

Para determinar las distintas masas del sistema es necesario conocer la frecuencia de resonancia $f_o$ del altavoz solo (sin recinto cerrado).

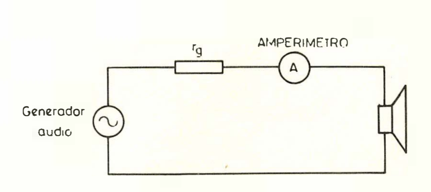



Figura 5.

En la figura 5 se muestra el circuito utilizado para hallar esta frecuencia de resonancia. Con un generador de audio se hace un barrido a baja frecuencia. Se pasará por una frecuencia tal que la corriente (i) será mínima, esta frecuencia será aproximadamente la de resonancia.

En las unidades acústicas podemos escribir

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(M_{AC} + M'_{AR})C_A}} \qquad (13)$$

donde $M_{AC}$ = masa del sistema móvil en kg/m⁴

$M'_{AR}$ = masa de la carga de aire en ambas caras del cono kg/m⁴

$C_A$ = compliancia de la suspensión m⁵/N

o bien en unidades mecánicas

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(M_{MC} + M'_{MR})\,C_M}} \qquad (14)$$

donde $M_{MC}$ = masa del sistema móvil en kg

$M'_{MR}$ = carga total del aire de ambas caras del cono en kg

$C_M$ = compliancia de la suspensión en m/N

Se añade una pequeña masa conocida de unos pocos gramos a la propia masa del cono. Esta masa añadida, en unidades acústicas, será

$$M_{AX} = \frac{\text{masa en kg}}{A^2}\ \text{kg/m}^4$$

en unidades mecánicas será (m) kg. Con ello, la frecuencia de resonancia variará. Sea $f_m$ la nueva frecuencia de resonancia.

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(M_{AC} + M'_{AR} + M_{AX})C_A}} \qquad (15)$$

o bien en unidades mecánicas

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(M_{MC} + M'_{MR} + m)C_M}} \qquad (16)$$

Dividiendo la ecuación (13) por la ecuación (15) y operando

$$M_{AC} = \frac{M_{AX}\, f_m^2}{f_0^2 - f_m^2} - M'_{AR} \qquad (17)$$

$$M'_{AR} \simeq \frac{2 \times 0{,}16}{r}\ \text{kg/m}^4 \qquad (18)$$

o bien dividiendo la ecuación (14) por la ecuación (16) y operando

$$M_{MC} = \frac{m f_m^2}{f_0^2 - f_m^2} - M'_{MR} \qquad (19)$$

$$M'_{MR} \simeq 2 \times 1{,}58\, r^3\, \text{kg} \qquad (20)$$

Si, como veremos a continuación, se conocen los valores de $M'_{AR}$ o bien los de $M'_{MR}$ podremos determinar la masa del sistema móvil del altavoz.

Las ecuaciones (13), (15), (17) muestran el procedimiento de cálculo de la masa del sistema móvil del altavoz utilizando unidades acústicas. Por el contrario, las ecuaciones (14), (16), y (18) utilizan para el mismo cálculo unidades mecánicas que serán mas familiares a la mayoria de lectores.

La diferencia esencial estriba en que las masas acústicas son igual a las masas mecánicas divididas por $A^2$ y la compliancia acústica es igual a la compliancia mecánica multiplicada por $A^2$. Esto explica el factor (m⁴) en que difieren las respectivas unidades.

Los valores de $M'_{AR}$ y $M'_{MR}$ son la suma de los valores de la parte frontal y posterior del cono.

### 1.3.2 Cálculo de la carga del aire

En el estudio del funcionamiento del altavoz se ha tenido en cuenta la masa del aire desplazado por el movimiento del cono. La inercia de esta masa de aire tiene que ser vencida por la potencia suministrada al altavoz. Cuando el recinto cerrado es de un volumen superior a los 220 litros, podemos considerar el caso de recinto cerrado igual al de bafle infinito. Cuando el volumen del recinto es menor de los 220 litros debemos considerar otros factores.

Para no salirnos del contexto del articulo se han omitido los desarrollos que conducen a la tabla 1 donde se indican los valores de la masa de la carga del aire para las partes frontal y posterior del altavoz, en los dos tipos de unidades, masa acústica $M_A$ y masa mecánica $M_M$ para tres casos distintos: altavoz solo, altavoz en bafle infinito y altavoz en recinto cerrado de pequeñas dimensiones.

Se debe señalar que r es el radio efectivo del cono

y k es un factor de forma, que es proporcional a la relación entre el area efectiva del cono y el area del bafle. El valor de k en función del area relativa se muestra en la figura 6.

También es posible obtener la masa de la carga del aire con la ayuda de la figura 7; las tres curvas muestran la variación de la masa en función del diámetro. La curva (1) es para un recinto cerrado, parte frontal y la curva (3) es para la parte posterior sin tener en cuenta el factor k. La curva (2) es para un bafle infinito y valida para ambas caras.

### 1.1.3 Compliancia de la suspensión y del recinto cerrado

La compliancia acústica de la suspensión del altavoz sabemos que está relacionada con la compliancia mecánica por

$$C_{AS} = C_{MS} A^2 \; m^5/N \qquad (21)$$

donde $C_{MS}$ es la compliancia mecánica medida en m/N y A el área efectiva del cono.

La compliancia mecánica puede determinarse fácilmente mediante la adición de un pequeño peso al cono del altavoz y midiendo el desplazamiento, ver la figura 8.

$$C_{MS} = \frac{\text{desplazamiento (mm)}}{\text{masa añadida (g)} \times 9{,}8} \; m/N \qquad (22)$$

Si se conocen las masas $M_{MC}$ y $M'_{MR}$ se puede calcular directamente la compliancia mecánica como:

$$C_{MS} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 (M_{MC} + M'_{MR})} \; m/N \qquad (23)$$

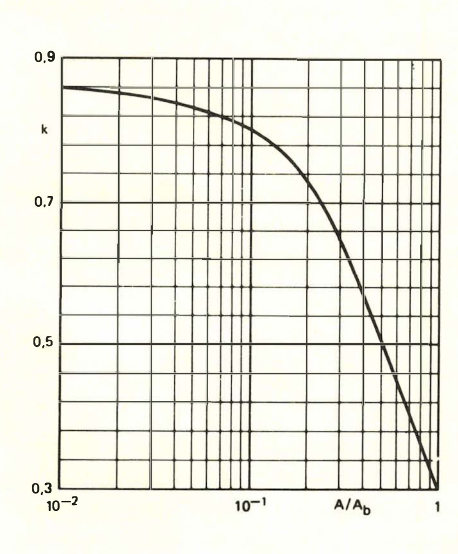



Figura 6.

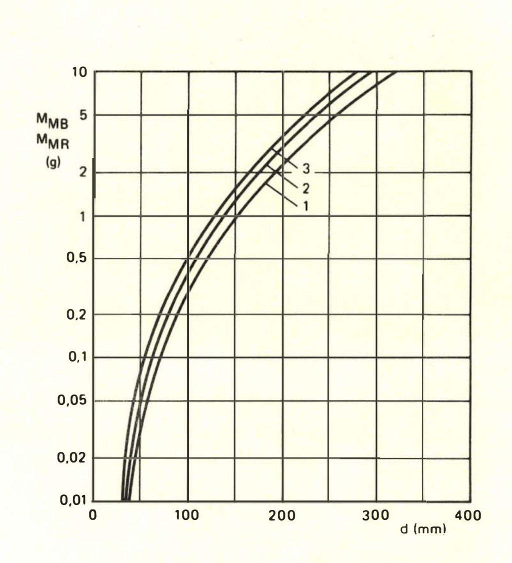



Figura 7.

**Tabla 1. Determinación de la masa de la carga de aire**

| montaje | delante | | detrás | |
|---|---|---|---|---|
| | acústica $M_{AR}$ (kg/m⁴) | mecánica $M_{MR}$ (kg) | acústica $M_{AB}$ (kg/m⁴) | mecánica $M_{MB}$ (kg) |
| sin montar, espacio libre o sala anecoica | $\frac{0,16}{r}$ (3,15) | $1,58r^3$ (3,16) | $\frac{0,16}{r}$ (3,15) | $1,58r^3$ (3.16) |
| bafle infinito | $\frac{0,32}{r}$ (3,17) | $3,15r^3$ (3,18) | $\frac{0,32}{r}$ (3,17) | $3.15r^3$ (3,18) |
| recinto cerrado pequeño | $\frac{0,23}{r}$ (3,19) | $2,27r^3$ (3.20) | $\frac{0,375k}{r}$ (3,21) | $3,75kr^3$ (3,22) |

r = radio efectivo del cono en m.
k = factor de forma de la figura 6.
Los números entre paréntesis son valores de la ecuación utilizados en el texto.

La compliancia del recinto cerrado viene dada por

$$C_{AB} = \frac{V_B}{\gamma P_0} \; m^5/N \qquad (24)$$

donde el volumen del recinto esta expresado en $m^3$, $P_o$ es la presión normal ($10^5$ $N/m^2$) y $\gamma$ es la relación entre el calor específico del aire a presión constante y a volumen constante. El valor de $\gamma$ oscila alrededor de 1,4 en los procesos adiabáticos.

Tomando la ecuación (24) tenemos:

$$C_{MB} = \frac{C_{AB}}{A^2} = \frac{V_B}{\gamma P_0 A^2} \; m/N \qquad (25)$$

donde $C_{MB}$ es la compliancia del recinto cerrado.

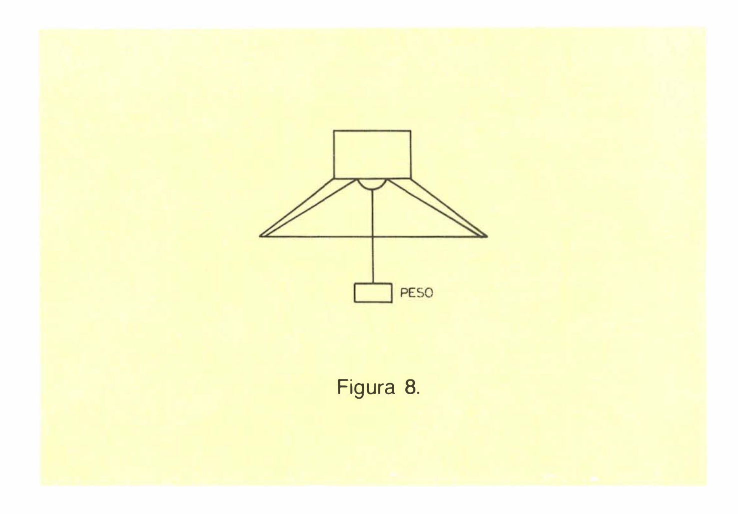


Figura 8.

Considerando la compresión o expansión del aire como un proceso adiabático, la velocidad del sonido viene expresada por

$$c = \sqrt{\frac{\gamma P_0}{\rho}}$$

y sustituyendo en la ecuación (25) tenemos

$$C_{MB} = \frac{V_B}{\rho c^2 A^2} \; m/N$$

y

$$S_B = \frac{\rho c^2 A^2}{V_B} \; N/m \qquad (26)$$

$S_B$ es la rigidez mecánica del recinto cerrado que no es más que la inversa de la compliancia. Esta última ecuación demuestra que la compliancia mecánica del recinto cerrado no depende solo del volumen de dicho recinto sino tambien de la superficie efectiva del cono.

## 1.4 VALORES DE LOS ELEMENTOS RESISTIVOS

En la figura 4 se han agrupado todos los componentes resistivos en uno solo

$$R_A = \frac{B^2 l^2}{(R_g + R_E)\, A^2} + R_{AS} + R_{AB} + R_{AR} \qquad (27)$$

Examinaremos ahora cada uno de los términos de dicha expresión. En primer lugar hay que destacar que todos los términos resistivos de la ecuación (27) están expresados en ohmios acústicos, en el sistema M.K.S.; este es el motivo por el que aparece $A^2$ en el denominador de la fracción del segundo término. Multiplicando todos los términos de la ecuación (27) por $A^2$ tenemos

$$R_M = \frac{B^2 l^2}{(R_g + R_E)} + R_{MS} + R_{MB} + R_{MR} \qquad (28)$$

donde todos los términos estan expresados en ohmios mecánicos.

Los valores de los términos de la ecuación (28) pueden obtenerse midiéndolos directamente o calculándose a través de otros parámetros.

La resistencia acústica de radiación $R_{AR}$ para recintos pequeños viene dada por

$$R_{AR} \simeq \left(\frac{f}{10}\right)^2 \qquad (29)$$

donde f es la frecuencia, que debe cumplir $2\pi r < \lambda$ , es decir $k\, r < 1$ donde r es el radio del cono.

La resistencia acústica de la suspensión viene dada por

$$R_{AS} = \frac{R_{MS}}{A^2} \text{ ohmios acústicos} \qquad (30)$$

donde $R_{MS}$ es la resistencia mecánica de la suspensión que puede ser calculada si se conoce el $Q_T$ del circuito equivalente que será calculado más adelante.

La resistencia acústica del recinto cerrado se estudiará en el apartado siguiente.

## 1.5 RESONANCIAS INTERNAS DEL RECINTO CERRADO

Cuando la profundidad del recinto es igual a la mitad de la longitud de onda,tiene lugar el primer modo fundamental de resonancia.

La reactancia del circuito cerrado viene dada por

$$X_{AB} = \omega M_{AB} - \frac{1}{\omega C_{AB}} \qquad (31)$$

En la resonancia, $\omega\, M_{AB}$ es mayor que $1/\omega\, C_{AB}$ y la reactancia se hace positiva, tomando un valor muy alto. Esto reducirá la radiación de potencia a menos que sean tomadas las medidas necesarias para reducir el valor de la frecuencia de resonancia.

La frecuencia de resonancia fundamental está representada en la figura (9) en función de la profundidad del recinto.

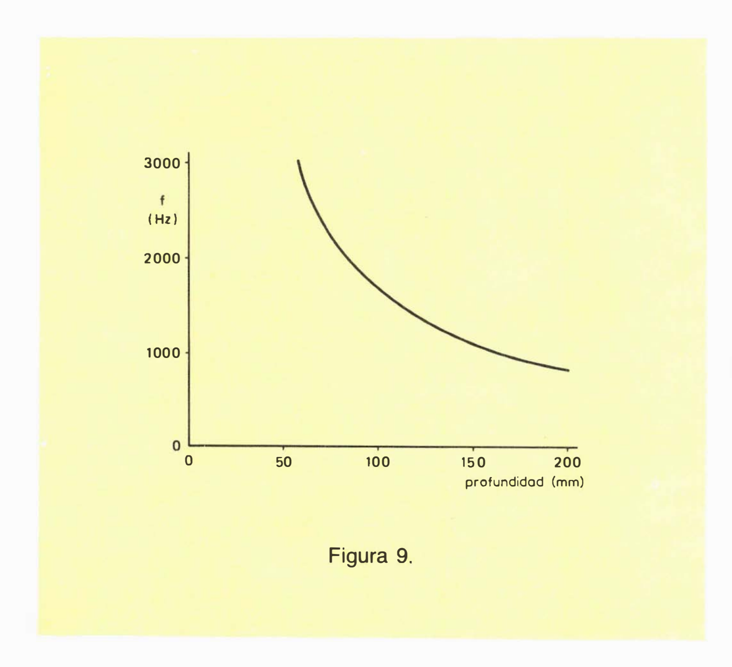


Figura 9.

Para absorber la energía a ésta y a todas las demás frecuencias, se coloca un revestimiento acústico en el interior del recinto. Los materiales utilizados a tal fin deben tener un buen coeficiente de absorción, los mas empleados son: lanas minerales, fibras de acetato, fibras de vidrio, espuma de poliuretano etc.

En un recinto de pequeñas dimensiones, un espesor aproximado de 25 mm de material absorbente colocado en las dos caras laterales, en la parte superior, inferior y posterior, es suficiente para minimizar los problemas expuestos con anterioridad.

La impedancia en la parte posterior del cono viene dada por

$$Z_{AB} = R_{AB} + jX_{AB} \qquad (32)$$

$X_{AB}$ se ha calculado anteriormente mediante la ecuación (31). El Termino $R_{AB}$ representa la resistencia acústica del recinto y viene dada por

$$R_{AB} = \frac{R_{AM}}{\omega^2 C_{AB}^2 R_{AM}^2 + 1 + \frac{V_B}{\gamma V_M} + \frac{V_B^2}{\gamma^2 V_M^2}} \qquad (33)$$

donde

$$R_{AM} = R_f / 3A_M$$

$R_f$ es la resistencia debida al material absorbente colocado en el interior del recinto y $A_M$ es el área de dicho material. Tomando un espesor de 25 mm de material absobente ligero y el área de $A_M$ en metros tenemos aproximadamente

$$R_{AM} \simeq 33 / A_M$$

$V_B$ es el volumen total del recinto en $m^3$ y $V_M$ es el volumen del material absorbente también en $m^3$. La ecuación (33) sólo es válida para aquellos casos en que

$$10\, V_M < V_B$$

## 1.6 CALCULO DEL Q DEL CIRCUITO EQUIVALENTE

Se ha estudiado anteriormente que el altavoz montado en un recinto cerrado puede ser tratado como un circuito eléctrico serie. Por tanto, podemos escribir

$$Q_T = \frac{\omega'_0 M_A}{R_A} \qquad (34)$$

donde $Q_T$ es el Q total del circuito y $\omega'_0 = 2\pi f'_0$, siendo $f'_0$ la frecuencia de resonancia del sistema.

En la práctica , el valor de $Q_T$ se determina fácilmente midiendo los puntos a 3 dB en la curva de velocidades del cono en función de la frecuencia y alrededor de la frecuencia de resonancia.

Sabemos que e = Blv y si Bl se mantiene constante, es evidente que (e) es proporcional a (v). Para hacer esta medida se utiliza el circuito de la figura 10. Puesto que los valores de $V_1$ y $V_2$ pueden ser medidos directamente y $R_E$ es conocido, podemos escribir

$$e = V_1 - iR_E = V_1 - \frac{V_2}{1000} R_E \qquad (35)$$

Se puede por tanto trazar un gráfica de los valores de (e) en función de la frecuencia.

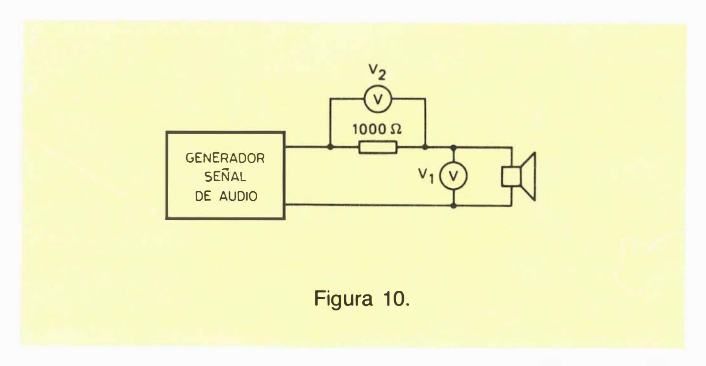


Figura 10.

Entonces, el valor de $Q_T$ para una corriente constante es

$$Q_T = \frac{f'_0}{\Delta f} \qquad (36)$$

Siendo $\Delta$ f la banda pasante a 3 dB.

La figura 11 muestra la respuesta en la resonancia de un altavoz montado en un recinto cerrado, con diferentes valores de $Q_T$: en el eje de abcisas se han tomado valores de frecuencias normalizadas, es decir valores de $f/f'_0$.

Ahora se considerará el efecto de la resistencia de salida del amplificador $R_g$ en el valor de $Q_T$. En el método usado para hallar $Q_T$ se ha conectado en serie con el circuito una resistencia de 1000 ohmios para mantener la corriente constante a través del altavoz, lo que equivale a decir que $R_g \to \infty$ . Entonces el primer término de la ecuación (27) se convierte en

$$\frac{B^2 l^2}{(R_g + R_E) A^2} \simeq 0 \qquad (37)$$

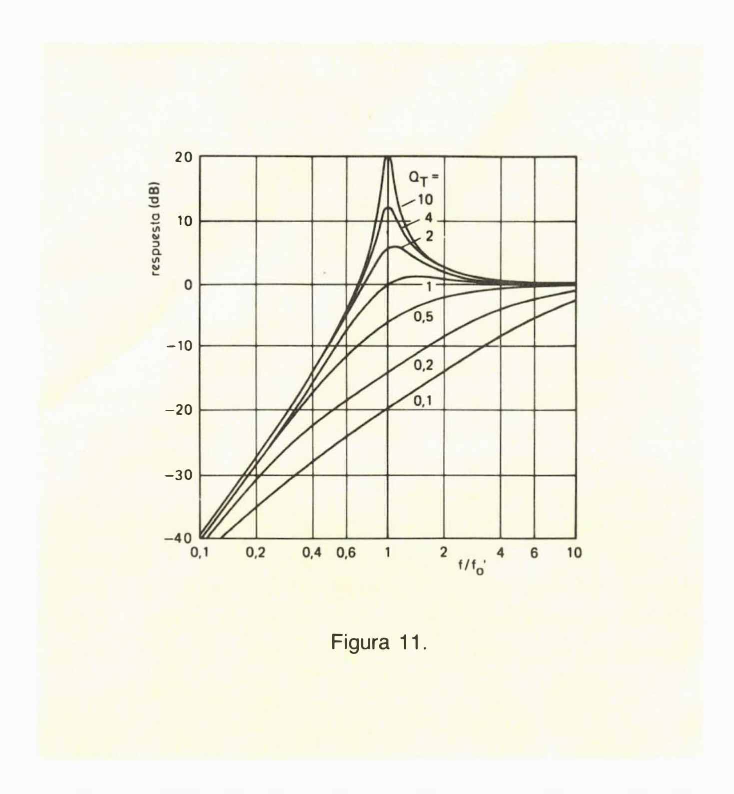



Figura 11.

Pero en la práctica, los modernos amplificadores de HI-FI de estado sólido tienen valores de $R_g$ cercanos a cero, luego en la realidad $R_g \rightarrow 0$, y entonces en la ecuación (27) podemos escribir

$$\frac{B^2l^2}{(R_g+R_E)A^2} \simeq \frac{B^2l^2}{R_EA^2} \qquad (38)$$

Vemos que $Q_T$ toma diferentes valores según como se realice la medida.

1) $Q_{T1}$ que representa el caso de intensidad constante, $R_g \rightarrow \infty$.

2) $Q_{T2}$ que representa el caso de tensión constante, $R_g \rightarrow 0$.

Los valores de $Q_{T1}$ y $Q_{T2}$ pueden calcularse mediante las siguientes ecuaciones:

$$Q_{T1} \simeq \frac{\omega_0' M_A}{(R_{AB}+R_{AS}+R_{AR})} \qquad (39)$$

$$Q_{T2} \simeq \frac{\omega_0' M_A}{\frac{B^2l^2}{R_EA^2} + R_{AB} + R_{AS} + R_{AR}} \qquad 40)$$

Las ecuaciones (39) y (40) se pueden escribir de la siguiente forma:

$$\frac{1}{Q_{T2}} = \frac{B^2l^2}{\omega_0' M_A R_E A^2} + \frac{R_{AB}+R_{AS}+R_{AR}}{\omega_0' M_A} =$$

$$\frac{B^2l^2}{\omega_0' M_A R_E A^2} + \frac{1}{Q_{T1}} \qquad (41)$$

y operando podemos llegar a

$$\frac{1}{Q_{T2}} = \frac{B^2l^2}{\omega_0' M_M R_E} + \frac{1}{Q_{T1}} \qquad (42)$$

$$\frac{1}{Q_{T2}} = \frac{1}{Q_E} + \frac{1}{Q_{T1}} \qquad (43)$$

donde $1/Q_E$ representa el amortiguamiento debido a la bobina y al sistema magnético.

Debemos analizar mas detenidamente las ecuaciones anteriores pues son importantes en el estudio que se esta efectuando. Las curvas de respuesta de los altavoces en función de la frecuencia se obtienen generalmente utilizando un generador de tensión constante y si comparamos estos resultados con los obtenidos cuando el altavoz está alimentando por un amplificador de baja resistencia interna vemos que existen ciertas diferencias. Si por el contrario obtenemos las curvas de respuesta del altavoz con un generador de intensidad constante, estas no reflejaran fielmente el efecto de $Q_T$. Resumiendo, las curvas reales del conjunto altavoz-recinto cerrado son diferentes de las obtenidas teóricamente, pues $Q_T$ influye decisivamente en el resultado.

De la ecuación (40) se desprende que con un altavoz dado, solo hay dos posibilidades de variar $Q_T$. Podemos variar $M_A$ o bien los valores de $R_{AB}$, $R_{AS}$, $R_{AR}$.

$R_{AS}$, es la resistencia acústica de la suspensión del altavoz, que está fijada por el fabricante (no la podemos variar). $R_{AR}$ es la resistencia acústica de radiación, que es función de la frecuencia y tampoco la podemos variar. Pero si se puede modificar el valor de $R_{AB}$ que es la resistencia acústica debida al recinto cerrado. Se puede modificar también la $M_A$ puesto que

$$M_A = M_{AC} + M_{AR} + M_{AB}$$

Los valores de $M_{AC}$ y $M_{AR}$ no los podemos modificar, pero sí podemos variar el valor de $M_{AB}$ y como consecuencia variará el valor $M_A$.

Consideremos la ecuación 33. Esta ecuación es difícil de manejar puesto que si variamos el grosor del revestimiento (material absorbente), nos encontramos que varia $R_{AM}$ y también $V_M$, con lo que vemos que los cálculos son engorrosos.

Veamos que sucede si rellenamos todo el recinto con material absorbente; en este caso tenemos

$$C_{AB} = \frac{V_B}{\gamma P_0}$$

La compliancia del recinto es inversamente proporcional a $\gamma$. En un proceso adiabático, $\gamma$ tiene un valor aproximado de 1,4 con temperatura y presión normales. Pero cuando el recinto cerrado está lleno de material absorbente, la energía que el altavoz transfiere a las partículas de aire en el interior del recinto, se convierte en calor. Ello nos conduce a un sobre-amortiguamiento y como consecuencia a una variación de las características de respuesta del conjunto en la zona de las bajas frecuencias.

Dentro del recinto, la velocidad de las partículas disminuye y, bajo condiciones isotérmicas, la velocidad pasa de 344 m/s a 292 m/s, por lo que hay que tener en cuenta esta variación en todas las ecuaciones en que hemos considerado la velocidad del sonido (c) constante.

El hecho de que el valor de $\gamma$ en las ecuaciones (24) y (25) pase de 1,4 a 1 es lo mismo que decir que el volumen ha aumentado un 40% y con ello la compliancia.

Vemos que hacer un cálculo matemático exacto para determinar las dimensones del recinto y la cantidad de material absorbente, no es un sistema práctico. Con las fórmulas hallaremos los valores aproximados, y luego siguiendo criterios subjetivos, daremos los toques finales de relleno total o parcial, hasta obtener las características deseadas.

Haremos un último comentario respecto a los materiales absorbentes. Previamente se han rechazado materiales densos que no permiten que una corriente de aire los atraviese. Luego estos materiales no deben ser utilizados. No obstante, es un problema de arte y experiencia más que de cálculo el que nos dará el $Q_T$ requerido para cada sistema en cuestión. Según el grado de relleno, el valor de $\gamma$ estará comprendido entre 1,4 y 1. El lector que investigue en este punto en particular, llegará a tener sus propias reglas de diseño, pero siempre deberá tener cuidado cuando elija el material absorbente de modo que éste no afecte radicalmente al volumen del sistema.

Una dificultad con la que se encontrará el diseñador es qué valor de $Q_T$ se debe tomar. No hay una base analítica de elección y en diferentes bibliografías sobre el tema se pueden encontrar argumentos a favor de valores comprendidos entre 0,5 y 1,4. Valores de $Q_T$ menores de la unidad nos conducen a un sistema sobreamortiguado y por el contrario valores mayores de la unidad nos conducen a un sistema subamortiguado. Es muy molesto escuchar música en un sistema de altavoces con un $Q_T$ demasiado alto, cuando el altavoz debe reproducir una frecuencia baja, una vez desaparecida la señal excitadora, el altavoz sigue vibrando (vibración amortiguada) y esto se traduce al oido en un efecto resonante. También es muy desagradable un sistema de altavoces con un $Q_T$ cercano a 0,5 ya que produce lo que se suele llamar sonido muerto o apagado, es decir no hay ninguna oscilación que acompañe a la señal excitadora, es un sistema sobreamortiguado. Entre ambos extremos cada diseñador elegirá subjetivamente el valor de $Q_T$ que considere mas adecuado.

Valores altos de $Q_T$ conducen a una mala respuesta del sistema a los transistorios. Una respuesta satisfactoria a los transistorios se obtiene cuando

$$Q_T < \frac{f_0'}{30} \qquad (44)$$

Cuanto menor es el valor de $f'_0/30$ mas difícil y delicado se hace el diseño, pero para sistemas de alta fidelidad, valores mayores de $Q_T$ no son aceptados. Algunos sistemas de altavoces tienen un sonido más vivo, otros tienen un sonido más sólido. Cada fabricante decide sus propias normas sobre esta cuestión. Como en los pianos, los sistemas de altavoces tienen sus propias cualidades de tono.

Para finalizar, con la apreciación de un esperto en la materia se llegará al retoque definitivo.

Cuando los bajos empiezan a sonar de forma compacta, se aconseja disminuir la cantidad de material absorbente. Cuando los bajos suenan de forma suave pero no desagradable, estamos en el punto óptimo.

Si por el contrario existen reberberaciones, debemos añadir material absorbente.

## 1.7 EFECTO DE LA COMPLIANCIA DEL RECINTO EN LA FRECUENCIA DE RESONANCIA

Se puede escribir la expresión de la frecuencia de resonancia de un altavoz sin bafle y en una sala anecoica como

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{AS}\,(M_{AC} + 2M_{AR})}} \qquad (45)$$

donde $M_{AC}$ es la masa acústica del sistema en movimiento, como se expresó anteriormente. $M_{AR}$ es la masa acústica de la carga de aire en cada cara del cono y $C_{AS}$ es la compliancia acústica de la suspensión (ecuación (21)).

Cuando se toma el mismo altavoz y se monta en un recinto cerrado, la ecuación (45) se modifica como consecuencia de la variación de la masa, resistencia y compliancia. Tomando como referencia la figura 3 podemos escribir la ecuación 45 de la siguiente forma

$$f_0' = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C_{AS} + C_{AB}}{C_{AS}\,C_{AB}\,(M_{AC} + M_{AR}' + M_{AB})}} \qquad (46)$$

donde $M'_{AR}$ es el nuevo valor de la carga de aire en la parte frontal del cono dada en la tabla (1) y $M_{AB}$ es la masa acústica de la carga de aire de la parte posterior del cono. $C_{AB}$ es la compliancia del recinto cerrado (ecuación 24). Dividiendo la ecuación (45) por la ecuación (46) podemos expresar la variación de la frecuencia de resonancia en relación con la que tenia el altavoz sin bafle;

$$\frac{f_0'}{f_0} = \sqrt{\left\{\left(1 + \frac{C_{AS}}{C_{AB}}\right) \frac{M_{AC} + 2M_{AR}}{M_{AC} + M_{AR}' + M_{AB}}\right\}} \qquad (47)$$

Puesto que $M'_{AR} = 1{,}4\, M_{AR}$ podemos escribir la ecuación (47) en la siguiente forma:

$$\frac{f_0'}{f_0} = \sqrt{\left\{\left(1 + \frac{C_{AS}}{C_{AB}}\right) \times \frac{M_{AC} + M_{AR}' + 0{,}6\, M_{AR} + M_{AB} - M_{AB}}{M_{AC} + M_{AR}' + M_{AB}}\right\}} = \sqrt{\left\{\left(1 + \frac{C_{AS}}{C_{AB}}\right) \times \left(1 + \frac{0{,}6\, M_{AR} - M_{AB}}{M_{AC} + M_{AR}' + M_{AB}}\right)\right\}} \qquad (48)$$

Recordemos los valores de las masas acústicas; volviendo a la tabla 1 tenemos

$$2\,M_{AR} = \frac{2 \times 0{,}16}{r} = \frac{0{,}32}{r} \qquad (49)$$

$$M_{AR}' = \frac{0{,}23}{r} \qquad (50)$$

$$M_{AB} = \frac{0{,}375\,k}{r} \qquad (51)$$

El valor k en la ecuación (51) depende del área que el altavoz ocupa en el recinto. Si el área ocupada por el altavoz es aproximadamente un tercio del frontal del recinto cerrado, k tiene un valor que oscila alrededor de 0,65, ver figura 6.

Tomando este valor podemos escribir

$$M_{AB} \simeq \frac{0{,}24}{r} \qquad (52)$$

y con ello la ecuación (48) se tranforma en

$$\frac{f_0'}{f_0} \simeq \sqrt{\left\{0{,}87\left(1 + \frac{C_{AS}}{C_{AB}}\right)\right\}} \qquad (53)$$

Esta ecuación representa la relación entre la frecuencia de resonancia con recinto cerrado y la frecuencia de resonancia sin recinto cerrado. En la ecuación (53) pueden utilizarse indiferentemente unidades acústicas o mecánicas.

Para darle mayor simplicidad, la ecuación (53) puede escribirse como

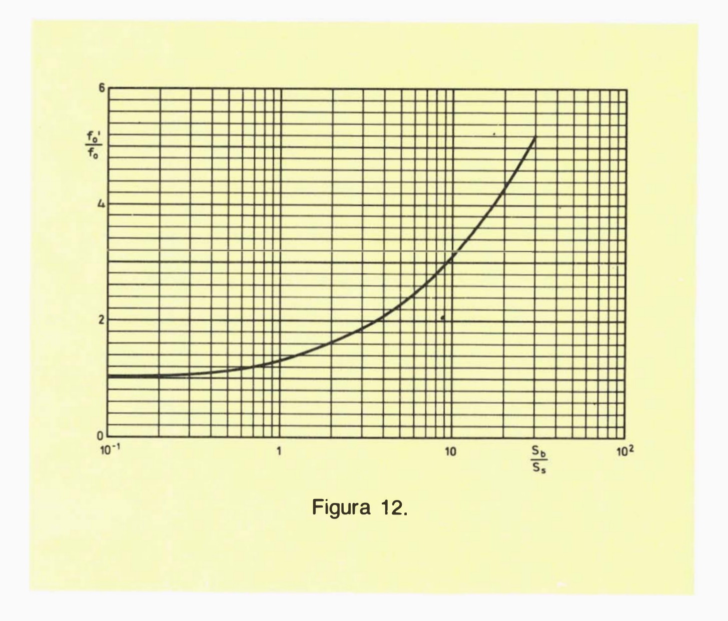



Figura 12.

$$\frac{f_0'}{f_0} \simeq \sqrt{\left\{0{,}87\left(1 + \frac{S_b}{S_s}\right)\right\}} \qquad (54)$$

donde $S_b$ es la inversa de la compliancia del recinto cerrado, que se expresa según la ecuación 27:

$$S_b = \frac{\rho c^2 A^2}{V_B}\ \mathrm{N/m} \qquad (55)$$

$S_s$ es la rigidez de la suspensión del altavoz, dato que generalmente facilita el fabricante. La figura 12 muestra la variación de $f'_0/f_0$ en función de $S_b/S_s$.

*En volumen 21, número 11 continuaremos el tema con el estudio de la potencia y la construcción del recinto cerrado.*

## CIRCUITOS DE F.I. DE VIDEO

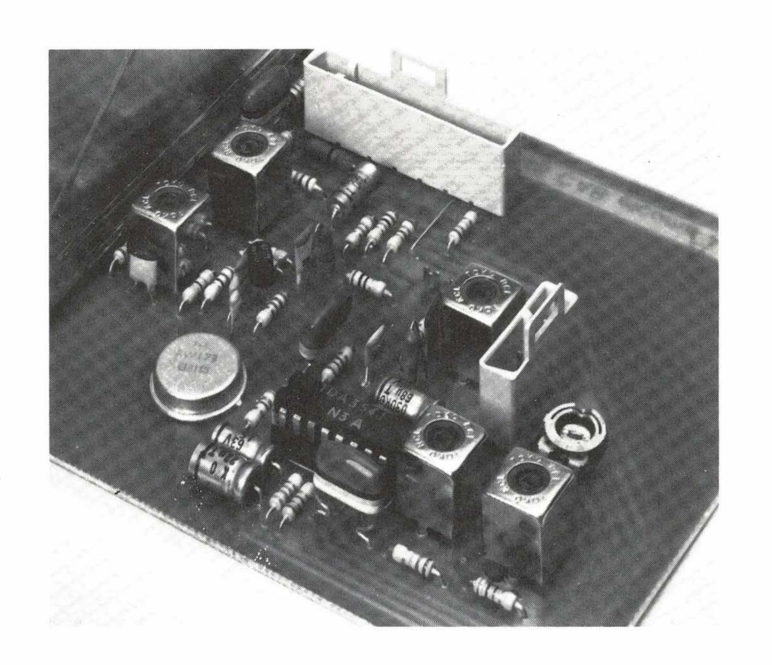
Miniwatt presenta dos circuitos de F.I. de video –el TDA 3540 y el TDA 3541– para receptores de televisión monocromáticos y en color. Estos circuitos integrados son sustitución directa de los ya conocidos TDA 2540 y TDA 2541 y tienen características muy mejoradas.

El TDA 3540 (para sintonizadores NPN), y el TDA 3541 (para sintonizadores PNP) incluyen una etapa amplificadora de banda ancha de ganancia controlada, que proporciona la total ganancia de F.I., y un demodulador sincrono con muy baja intermodulación. Estas etapas son similares a las de los circuítos TDA 2540 y TDA 2541, pero han sido diseñados de nuevo para dar una intermodulación 10 a 20 dB menor que los anteriores y una sensibilidad unos 3 dB mejor.

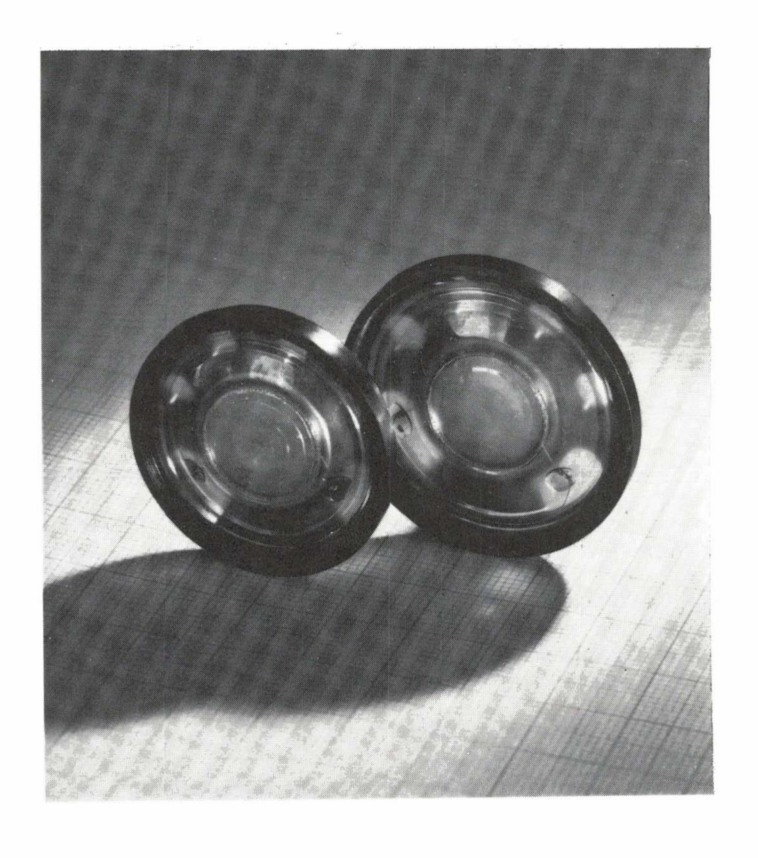
El TDA 3540 y TDA 3541 están fabricados utilizando un proceso de alta frecuencia, que da lugar a un ancho de banda de video de 7 MHz. También han sido mejoradas las características de los circuítos de c.a.g. y c.a.f.

Además el TDA 3540 y TDA 3541 incluyen un inversor de punto blanco, un amplificador de video con protección de ruido, control automático de frecuencia (c.a.f.) con conmutación on/off, y control automático de ganancia (c.a.g.) con protección de ruido. Se puede conectar un conmutador externo de video a masa o a + 12 V (para inserción de una señal, por ejemplo).

Estos circuitos están encapsulados en una cápsula de plástico (SOT-38) de 16 terminales DIL o (SOT-58) QIL.



---



## ALTAVOCES MAS DELGADOS QUE NUNCA

Miniwat anuncia los altavoces de 1" más delgados que se han producido hasta ahora. Estos nuevos altavoces tienen un espesor de sólo 5 mm y son adecuados para utilizarlos en telefonía, así como en una amplia gama de aplicaciones profesonales y semi-profesionales.

La capacidad de manejo de potencia de estos altavoces es 0,3 W eficaces, y el margen de frecuencia se extiende desde 400 a 3.000 Hz. Las impedancias son 8,15 y 25 ohmios. Los altavoces tienen imanes de una aleación de samario y cobalto, que tiene una permeabilidad extremadamente elevada y permite que se consiga el espesor antes mencionado.

Su cono de plástico hace que estos altavoces sean ideales para utilizarlos en exteriores.

Estarán disponibles dos tipos de altavoz: el AD 01980 que tiene un cono de plástico de 34 mm de diámetro, y el AD 01985 que tiene un cono de plástico de 38 mm de diámetro.

## CIRCUITOS DE SONIDO PARA T.V.

Miniwatt presenta dos nuevos desarrollos que permiten a los aparatos de televisión proporcionar sonido dual/estéreo de alta fidelidad.

Ambos pueden ser incorporados fácilmente en diseños existentes de receptores de T.V. y utilizan el principio de sonido quasi-dividido para obtener la máxima pureza de señal. El primero consta de dos circuitos integrados, el TDA 2546 y el TDA 3800; el segundo consta de los circuitos TDA 2545, TDA 3801 y TBA 1204.

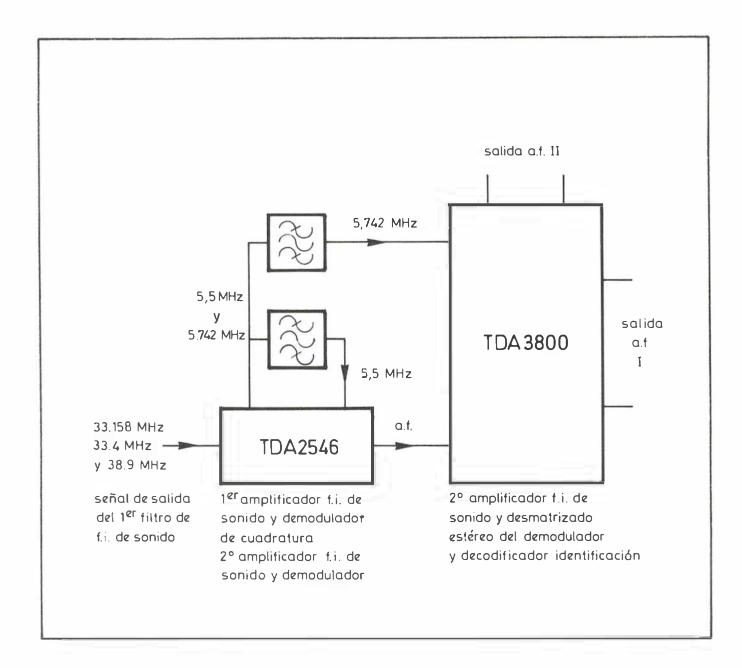
Los únicos componentes adicionales que necesita cualquiera de estas combinaciones de circuitos integrados para un sistema completo de sonido dual/estéreo con reproducción en Hi-Fi son: los controles de volumen/balance/tono, las etapas de salida de audio y los altavoces.

Los circuitos TDA 2546 y TDA 3800 se utilizan cuando en un receptor de T.V. se situan los canales de audio frecuencia (a.f.) y de frecuencia intermedia (f.i.) en la misma placa de circuito impreso. Estos dos circuitos integrados forman un sistema de sonido dual/estéreo utilizando un mínimo de componentes.

La primera parte del TDA 2546 proporciona el manejo de señal de 38,9 MHz y tiene un amplificador de f.i. de 3 etapas de ganancia controlada, un circuíto de c.a.g., amplificadores para el proceso de la portadora de referencia, y un multiplicador lineal para demodulación de cuadratura. La segunda parte es para demodulación de interportadora, y consta de un amplificador limitador, demodulador de cuadratura, amplificador de audio frecuencia (máxima tensión de salida de a.f. de 1 V, con un TDH de menos de 0,5% a 1 KHz), y conmutación VCR.

El TDA 3800 tiene un amplificador limitador, demodulador de f.m. (para la señal interportadora de 5,74 MHz), circuito de desmatrizado, demodulador de a.m. y decodificador de identificación. Tiene dos salidas de audio (para altavoces y auriculares), y cada salida tiene una entrada específica. Los auriculares de elevada resistencia pueden ser excitados directamente a partir de la salida de a.f. También se tiene una tensión de conmutación para VCRs para permitir que uno o ambos canales de sonido sea grabado y reproducido.

Los circuitos TDA 2545 y TDA 3801 se utilizan con un demodulador/amplificador de f.i. TBA 120U, y permiten que los canales de a.f. y f.i. en un receptor de sonido estéreo/dual se




coloquen en placas de circuitos impreso separadas. El TDA 2545 puede ser utilizado alternativamente con el TDA 2791 para dar un sonido mono de alta fidelidad.

El TDA 2545 es idéntico a la primera etapa del TDA 2546. La señal de salida del TDA 2545 es introducida en los dos demoduladores/amplificadores de f.i. TBA 120U. Las señales de salida de estos dos demoduladores forman las entradas al decodificador de identificación y al desmatrizado estéreo TDA 3801.

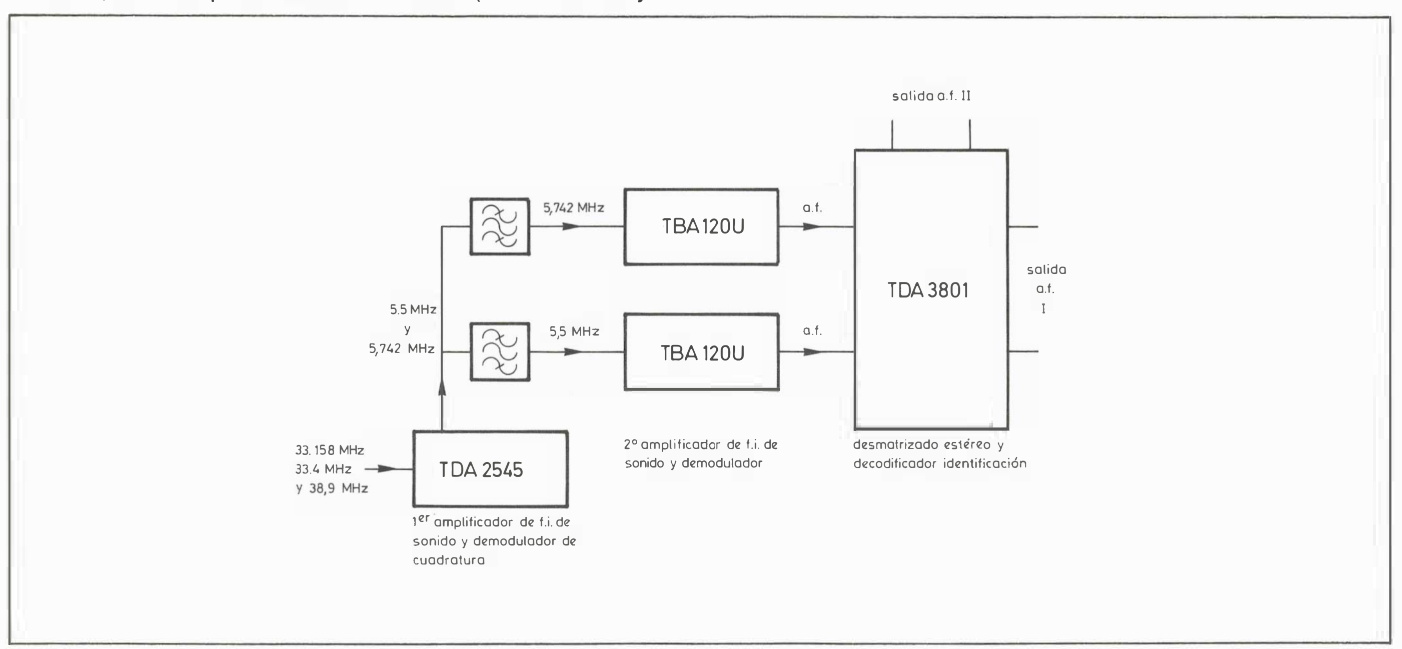
El TDA 3801 es similar al TDA 3800, pero no tiene demodulador/amplificador de f.i. Estos dos circuitos integrados tienen un margen de control de más de 20 dB para el amplificador de la portadora piloto, y una relación señal/ruido de a.f. de 80 dB.

Los circuitos integrados de f.i. TDA 2545/2546 tienen un circuito de c.a.g. especial que no necesita un impulso de línea para conmutación. Esto es un requisito para receptores modulares ya que el circuito de desviación está separado, y si un impulso de línea fuera introducido en el circuito de f.i., podría producir interferencias en el canal de sonido. Ambos circuitos están cuidadosamente diseñados para lograr la mínima distorsión de fase de la señal de sonido de f.m. y obtener así una salida de audio de alta calidad.

La mínima tensión de entrada portadora de la f.i. de video para el TDA 2545 y TDA 2546 es típicamente 30 µV, y la tensión de salida interportadora es típicamente 50 mV. Los dos circuitos tienen un margen de control de f.i. mayor que 60 dB, y una relación señal/ruido ponderada (de acuerdo con DIN 45405) mayor que 50 dB.

El TDA 3800 y el TDA 3801 presentan inicialmente al oyente el canal A de un programa de sonido dual; el oyente puede seleccionar el canal B mediante un conmutador dinámico. No obstante, están disponibles otras versiones (el TDA 3800S y el TDA 3801S) que se pueden utilizar con un conmutador estático en el T.V. de modo que el usuario puede seleccionar previamente el canal deseado. Esto es especialmente útil si desea memorizar su VCR para la grabación del canal A o el B de un programa.

El TDA 2545 está encapsulado en plástico DIL (SOT-38) de 16 terminales, el TDA 2546 en plástico DIL (SOT-102CS) de 18 terminales, y el TDA 3800 y TDA 3801 en plástico DIL (SOT-117) de 28 terminales.




## ALTAVOCES DE 5" y 7" DE BAJO COSTE

Miniwat anuncia la adición de dos altavoces de bajo coste a su extensa gama, para ser utilizados en equipos de audio y video. Estos altavoces de 5" y 7", denominados AD 50720 y AD 70720, tienen una capacidad de manejo de potencia de hasta 3W eficaces y un margen de frecuencia de 60 a15.000 Hz. El montaje es sencillo y barato ya que los altavoces pueden ser pegados a la caja acústica (bafle).

La nueva gama completa consta de altavoces de 2 1/2", 3", 4", 5" y 7".

Cada uno de ellos tiene un iman de ferroxdure, y un apantallamiento magnético opcional para asegurar un funcionamiento sin problemas en aplicaciones de video. El cono de papel resiste a la humedad y está soldado ultrasónicamente al borde del armazón, y las conexiones de la bobina se insertan automáticamente en los orificios del terminal. Un armazón de plástico hace que estos altavoces tengan más duración; el material del armazón es UL.

Estos altavoces estarán disponibles con bridas redondas o cuadradas, y con impedancias de 4Ω, 8Ω, 15Ω y 25Ω.

# ENCONTRAR TODO Y A TODOS EN BARCELONA

# SONIMAG 20

Dentro de pocos días, abrirá de nuevo sus puertas, el único salón Internacional de España, dedicado a imagen, sonido y electrónica Sonimag.

Este año Sonimag cumple 20 años y lo celebrará ofreciendo una edición verdaderamente excepcional, en la que va a encontrarse toda la oferta y la demanda para tomar el pulso a un año de actividad y sobre todo seguir creando negocio.

Durante 7 días en Barcelona estarán todos y todo lo más representativo del sector.

## HIFI, T.V., INSTRUMENTOS MUSICALES, VIDEO, ILUMINACION ESPECTACULAR, T.V. PROFESIONAL, ORDENADORES PERSONALES, ANTENAS, RADIOAFICION, VIDEOJUEGOS, VIDEO PRODUCCIONES, PRENSA TECNICA. EXPOTRONICA 82 INSTRUMENTACION, MEDIDA Y COMPONENTES ELECTRONICOS.














Av. Reina Mª Cristina
Tel. 93-223 31 01
Telex 50 458 FOIMB-E
Barcelona 4 España

sonimag20

27 SEPTIEMBRE AL 3 OCTUBRE 1982 - JORNADAS PROFESIONALES 27 - 28 - 29 - 30 SEPTIEMBRE

Como ya es tradicional Miniwatt estará presente, una vez más, en la próxima edición de Sonimag en la cual exhibiremos los principales componentes objeto de nuestra actividad comercial.

Aprovechando la oportunidad que nos brinda la edición de esta revista a continuación les exponemos una lista esquemática de todos aquellos productos que figurarán en nuestro stand y sobre los cuales podrán obtener allí la información que deseen.

## TELEVISION

**Sistema 30AX:**

| Tubo | Bobina |
|---|---|
| A66-540XM | AT 1270 |
| A56-540XM | AT 1260 |
| A51-540XM | AT 1250 |

**Sistema 90º:**

Combinaciones
A51-590XM/20
A42-590XM/20
A37-590XM/20

**Tubos B/N para monitores profesionales (D.G.D.) (9", 12" y 15")**

**Sintonizadores (UHF / VHF)**
ELC 2004
UV 411 (con MOS-FETs)

**Componentes:**
Componentes bobinados para monitores B/N.
Componentes bobinados para T.V.C.
Línea de retardo de luminancia DL 330.

## ALTAVOCES

Para aplicaciones en telefonia.
Para sonorización.
Para T.V.
Alta potencia (Hi-Fi).

## CONDENSADORES

Condensadores electrolíticos miniatura de aluminio sólido C122 .....
Condensadores cerámicos plaqueta.
Condensadores de película.
Trimmers con dielectrico de polipropileno C808 .....
Condensadores chip cerámicos de multicapa C851 .....

## RESISTENCIAS

Resistencias de película metálica MR25, MR30.
Resistencias miniplaca RC-01.
Resistencias no lineales: VDR, LDR, NTC, PTC.
Sensores capacitivos de humedad.

## PRODUCTOS MEPCO/ELECTRA

Resistencias de película metálica.
Redes de resistencias de película metálica.
Potenciómetros de cermet.
Condensadores electrolíticos de aluminio.
Condensadores de poliester y policarbonato.
Condensadores de tántalo.

## PRODUCTOS CENTRALAB

Conmutadores rotativos.
Conmutadores de teclado.
Potenciómetros.
Paneles de teclado.
Condensadores cerámicos de disco.
Condensadores monoliticos, de cristal, epoxi, miniplaca.
Circuitos híbridos.
Redes de resistencias con los terminales en posición axial o en paralelo (single y dual in line).

## SSEMICONDUCTORES DE FABRICACION NACIONAL

Diodos de silicio de pequeña señal, encapsulados en SOD 27 (DO-35).
Diodos zener de 400 mW encapsulados en SOD 27 (DO-35).
Diodos varicap encapsulados en SOD 68 (DO-34).
Diodos de conmutación de banda encapsulados en SOD 68 (DO-34).
Transistores de potencia encapsulados en SOT-32 (TO-126).
Transistores de alta frecuencia encapsulados en SOT-37 (T-Pack).
Transistores de pequeña señal encapsulados en SOT-54 (TO-92) embandados y sin embandar.

## CIRCUITOS INTEGRADOS PARA RADIO Y AUDIO

### Radio

Receptores AM y FM de alta calidad.
Decodificador estéreo.
Supresores de interferencias.
SYMO II, circuito para sintonía digital.

### Audio

Preamplificadores estéreo.
Etapas de potencia de audio:
de 6W;
de 2 a 6W para baterias;
de 4W con control de volumen por corriente contínua;
de 12 a 20W Hi-Fi;
para autorradios hasta 12W;

### VARIOS

Reguladores de motor.
Conmutadores de señal por corriente contínua.
Control de volumen y balance por corriente contínua.
Control de graves y agudos por corriente contínua.
Frecuencimetros AM y FM.
Divisor de frecuencias para órganos.
Excitador para visualizador de 11 LEDs.

## CIRCUITOS INTEGRADOS PARA TELEVISION

F.I. de video.
Sonido Hi-Fi estéreo y expandido.
Decodificador de color PAL y multi-estándar.
Circuitos integrados para mejorar los transitorios de color (CTI).
Sincronismo.
Desviación vertical.
SIntonia digital para T.V.
Mando a distancia.

## CIRCUITOS INTEGRADOS PARA TELETEXTO

### Tipos específicos

Procesador de la señal de video (SAA 5030).
Generador de caracteres gráficos (SAA 5151).
Generador de sincronismos (SAA 5120).
Proceso y control de datos del sistema (CG 1.100 y CG 1.300).

## CIRCUITOS INTEGRADOS PROFESIONALES

### Series lógicas:

Familias TTL (estandar, S y LS)
LOCMOS 4000
FAST
HCMOS (High, Speed CMOS)
Acoplamiento Series 8 T, 8 X y estandar
IFL (Integrated Fuse Logic)
FPLA, FPGA, FPLS, FPRP
CCL (Composite Cell Logic)

### Microprocesadores

NMOS:
Familia 2650 (8 bits)
Familia 8048 (microrodenador 8 bits)
Familia 8400 (microordenador 8 bits con I²C bus
Familia 68000 (16 bits)
CMOS:
Familia 8500 (microordenador 8 bits con I²C bus
Bipolar:
Familia 8x300/8x305
Periféricos:
Comunicaciones
Control CRT
Video
Síntesis de voz
Sistemas de desarrollo:
IMS modest y supermodest MCT-48

### Memorias

Bipolares:
PROM (32x8 4Kx8) Cerámica y plástico
RAM (16x4 256x9) Cerámica y plástico
MOS:
ROM (2048x8 8Kx8) Diversos + acceso
RAM NMOS (1Kx4 2Kx8) Diversos + acceso
RAM CMOS (256x4 y 1024x4) Estáticas

### Analógicos

Amplificadores operacionales
Comparadores
Acoplamiento (interface) estándar
Bloques funcionales (PLL, Timers, Dimmers,...)
Convertidores (A/D. D/A, Sample Hold)
Control SMPS

**Relojeria**

Circuitos para relojes analógicos y digitales.
Circuitos para acoplar a miocroprocesadores.
Presentación como chip o encapsulado

**Telefonia**

Circuitos para discado y DTMF
Circuitos de voz
Microprocesador específico

**Microencapsulados**

**Todos los circuitos integrados**

**Diseño de placas**

Placas IMS
Placa terminal CRT
Placa prototipos 8048
Decodificador de teletexto
Placas para máquinas recreactivas

## SEMICONDUCTORES DE IMPORTACION

**Radiofrecuencia**

Pequeña señal:
Transistores banda ancha
Transistores recepción vía satélite
Potencia:
Módulos amplificadores
Transistores para equipos móviles
Potencia:
Transistores para emisores y repetidores TV
Transistores para FM y SSB

**Optoelectrónica**

Fotodiodos y fototransistores
Fotoacopladores
Diodos LED y SUPERLED
Fotoelementos para comunicaciones por fibras ópticas
Fotoelementos para emisión LASER
Células fotoconductoras
Detectores de infrarrojos

**Potencia**

Transistores y Darlingtons en cápsula SOT-93
Transistores POWER-MOS
Tiristores bloqueables por puerta (GTO)
Módulos con tiristores para el control de potencia

**Circuitos hibridos**

Amplificadores antena
Amplificadores audio
Detector proximidad

**Motores**

De corriente contínua
Síncronos
Paso a paso
Accesorios

**Ferritas**

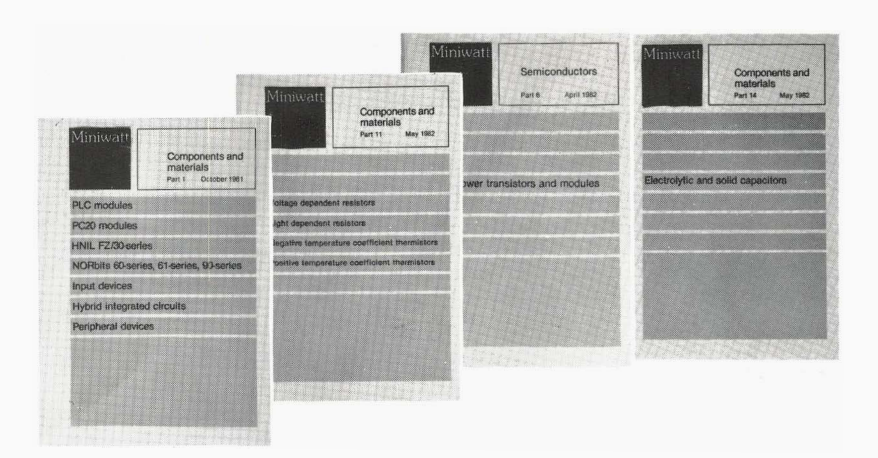
Núcleos U
Barras/tubos soldadura
Tubos/varillas anti-interferencias
Segmentos
Cerámicas piezoeléctricas

## CABLE PLANO

## CONECTORES

## DISPLAYS DE CRISTAL LIQUIDO (LCD)

## CABEZALES IMPRESORA




# BIBLIOTECA MINIWATT

## Ultimas publicaciones recibidas

| | | | |
|---|---|---|---|
| C1 | 10-81 | ASSEMBLIES | 700 Ptas. |
| S6 | 04-82 | R.F. POWER TRANSISTORS AND MODULES | 800 Ptas. |
| C11 | 05-82 | NON-LINEAR RESISTORS | 325 Ptas. |
| C14 | 05-82 | ELECTROLYTIC AND SOLID CAPACITORS | 325 Ptas. |

## Data Handbooks

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| * | S1 | 03-80 | DIODES | 475 ptas |
| * | S2 | 05-80 | POWER DIODES, THYRISTORES, TRIACS | 930 ptas |
| | S3 | 04-80 | SMALL-SIGNAL TRANSISTORS | 800 ptas |
| | S4 | 09-81 | LOW FREQUENCY POWER TRANSISTORS AND MODULES | 750 ptas |
| | S5 | 10-80 | FIELD-EFFECT TRANSISTORS. | 280 ptas |
| | S7 | 12-80 | MICROMINIATURE SEMICONDUCTORS | 425 ptas |
| * | S8 | 06-81 | DEVICES FOR OPTOELECTRICS | 470 ptas |
| | S10 | 09-81 | WIDEBAND TRANSISTORS AND HYBRIDS | 475 ptas |
| | IC1 | 05-80 | BIPOLAR ICs FOR RADIO AND AUDIO EQUIPMENT | 425 ptas |
| | IC2 | 05-80 | BIPOLAR ICs FOR VIDEO | 500 ptas |
| | IC4 | 10-80 | DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS-LOCMOS | 650 ptas |
| | IC5 | 02-82 | DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS-ECL | 610 ptas |
| | IC7 | 05-81 | SIGNETICS BIPOLAR MEMORIES | 350 ptas |
| | IC8 | 05-81 | SIGNETICS ANALOGUE CIRCUITS | 625 ptas |
| | CM12 | 11-79 | VARIABLE RESISTORS AND TEST SWITCHES | 250 ptas |
| | CM13 | 12-79 | FIXED RESISTORS | 350 ptas |
| | C2 | 06-81 | TUNERS | 375 ptas |
| | C3 | 01-81 | LOUDSPEAKERS | 475 ptas |
| | C4 | 12-81 | FERROXCUBE POTCORES, SQUARE CORES & CROSS CORES | 575 ptas |
| | C5 | 03-82 | FERROXCUBE FOR POWER, AUDIO/VIDEO AND ACCELERATORS | 325 ptas. |
| * | C6 | 05-81 | ELECTRIC MOTORS AND ACCESORIES | 450 ptas |
| | C10 | 10-80 | CONNECTORS | 280 ptas |
| | C16 | 01-82 | PIEZOELECTRIC CERAMICS | 280 ptas |
| * | T1 | 02-80 | TUBES FOR R.F. HEATING | 500 ptas |
| | T2 | 04-80 | TRANSMITTING TUBES FOR COMMUNICATIONS | 750 ptas |
| * | T3 | 06-80 | KLYSTRONS, TWTS MICROWAVE DIODES | 350 ptas |
| | T4 | 09-80 | MAGNETRONS | 325 ptas |
| * | T5 | 08-81 | CATHODE-RAY TUBES | 525 ptas |
| | T6 | 07-80 | GEIGER MULLER TUBES | 280 ptas |
| | T7 | 02-82 | GAS-FILLED TUBES | 300 ptas |
| | T8 | 02-82 | PICTURE TUBES AND COMPONETS | 750 ptas |
| * | T9 | 06-80 | PHOTO AND ELECTRON MULTIPLIERS | 350 ptas |
| | T10 | 05-81 | CAMARA TUBES IMAGE INTENSIFIERS | 510 ptas |

## Catálogos

| | | | |
|---|---|---|---|
| CT1 | 81/82 | GENERAL CATALOGUE | 800 ptas |
| CT2 | 81/81 | SEMICONDUCTORS | 300 ptas |
| CT3 | 81/82 | INTEGRATED CIRCUIT CATALOGUE | 300 ptas |
| CT4 | | RESISTORES | 25 ptas |

*** Agotado**




Miniwatt s.a.

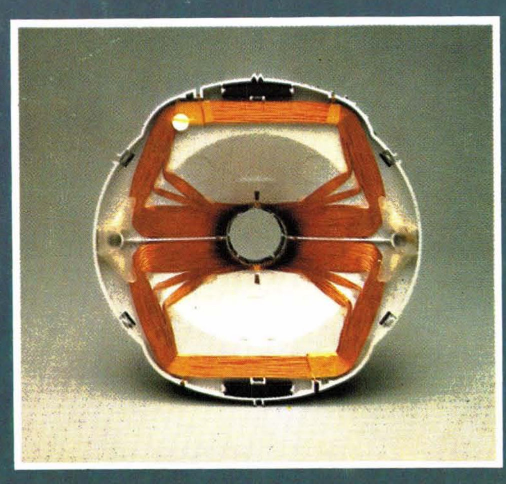
división comercial barcelona-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e madrid-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00

## ¿Qué es lo que hace del 30AX algo tan especial?

El sistema 30 AX se ha desarrollado a partir de la experiencia ganada con los sistemas autoconvergentes ya existentes como el 20 AX, y mediante posteriores investigaciones se ha logrado una distribución de campos magnéticos dinámicos (campos de desviación) y estáticos (campos de corrección de tolerancias mecánicas) que combinadas con una especial morfología del tubo, permiten obtener un barrido de pantalla libre de distorsiones y exento de errores de convergencias dinámica y estática, sin necesidad de ningún ajuste manual y conservando la ventaja de "bobina separada", es decir que cualquier bobina puede montarse con cualquier tubo.

*Tubos de imagen 30 AX

Procedimiento:
a) El propio tubo está dotado de tres protuberancias en su cono que sitúan la *bobina en su posición axial correcta automáticamente.* (ver portada)
b) Una de las anteriores protuberancias se alberga en un alojamiento que al efecto posee la bobina, situándola en su *posición angular correcta.*
c) *No existe unidad multipolo,* se sustituye por un anillo magnético, en el interior del tubo y magnetizado automáticamente en fabricación.



*Deflectora 30 AX

Prestaciones:
- Bobina intercambiable y autoposicionable.
- No hay ajustes de convergencias dinámica y estática, ni de pureza de color, ni de orientación de trama.
- Mayor sensibilidad y mejor forma de trama por el empleo de una nueva bobina de desviación.
- Menor área de impacto (spot) y mayor uniformidad de enfoque por el empleo de un nuevo cañón.
- Contorno de imagen curvilíneo, por el empleo de nuevo ranurado de la máscara que sigue los bordes de la pantalla.

| | Tubo | Bobina |
|---|---|---|
| 20" | A51-540X | AT 1250 |
| 22" | A56-540X | AT 1260 |
| 26" | A66-540X | AT 1270 |

signetics

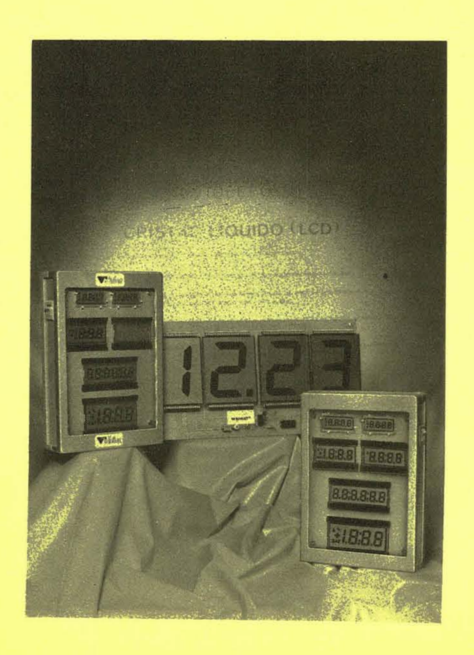
# Miniwatt

Vol. 21 Núm. 10 Octubre 1982 145 ptas.



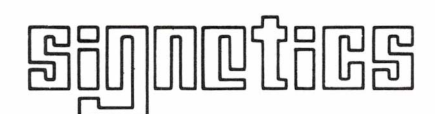
**Producción**

GENERAL GRAFIC, S.A.
Caspe, 172
Barcelona-13
Depósito Legal: B-18387-61
ISSN: 0210-2641




**Portada**

Los visualizadores de cristal líquido (LCD) actuales ofrecen grandes ventajas sobre otros tipos, como son bajo consumo, gran duración (más de 100.000 horas), facilidad de montaje, versatilidad, alto contraste y definición. Lo más reciente son los LCD de colores, estando ya disponibles en rojo, verde, azul y amarillo.









Vol. 21 Núm. 10 Octubre 1982 145 ptas.

# Indice



**Revista Miniwatt**

Publicado por:

Miniwatt, S.A.
Balmes, 22 - Teléfono 301 63 12 - BARCELONA - 7
Suscripción anual (11 números) ........ Ptas. 1.300
Precio ejemplar ........ Ptas. 145
Cambio domicilio ........ Ptas. 25

# Buses $D^2B$ e $I^2C$

**Este artículo describe dos nuevos sistemas de bus digital que simplificarán la interconexión de los equipos domésticos de esparcimiento y los circuitos integrados y módulos de dentro del equipo.**

## LA EXPANSION DE LOS SISTEMAS DOMESTICOS

Los sistemas domésticos de esparcimiento han sufrido cambios de una manera más bien gradual. Como se sabe, comenzaron con los primeros juegos de TV y desde entonces han ido progresando muy rápidamente. AL principio, el receptor de TV era considerado como una cosa aparte y un competidor de la hi-fi. Pero ahora, lo mismo que la platina de cassette se considera un componente esencial de cualquier cadena de hi-fi, el vídeo (VCR) está alcanzando un estatus similar en lo que a equipos que forman el sistema TV se refiere.

Entre los componentes del sistema TV, podemos contar con el video long play (VLP), cámaras de TV de tamaño reducido que cada vez van resultando más económicas, y un creciente interés en utilizar el TV como un terminal de ordenador. Esto significa la conexión al TV de un teclado y una impresora si se desea. Incluso se puede encontrar un sitio en donde conectar a todo esto el disco compacto de audio. Además, está el teletexto y el viewdata. ¿Y el teléfono? Quizá. No es descabellado pensar que todo esto pueda ser controlado remotamente.

## LOS PROBLEMAS DE LA INCOMPATIBILIDAD

Todos conocemos lo incómodo y costoso que resulta interconectar unidades de hi-fi en donde los diversos conectores DIN deben ser interconectados al "phono". Esto es sólo un problema mecánico. Pero cuando la interconexión eléctrica no está normalizada, el problema que se presenta es tal que difícilmente puede solucionarlo el usuario.

También el fabricante de equipos participa en los problemas. Los circuitos VLSI se desarrollan y se fabrican en bloques funcionales, cada uno diseñado para realizar funciones muy específicas. Así pues, el fabricante tiene que combinar estas funciones en su equipo. Se le presentan problemas si la interconexión entre unidades no se encuentra normalizada.

## COMO SOLUCIONAR EL PROBLEMA

Un intento para solucionar este problema es la propuesta SCART. Esto es, disponer de un acoplamiento normalizado para diferentes tipos de equipos, en los cuales las señales del conector SCART de 21 terminales incluyen señales de audio, componente de vídeo, señales RGB, señales de cuadro y control.

Quedan además dos terminales reservados para acoplamiento digital.

## LA PROPUESTA DE PHILIPS

Philips ha diseñado el "Doméstic Digital Bus"($D^2B$) que permite al usuario expansionar su sistema simplemente añadiéndole equipos. Sin problemas. Una vez se haya normaizado el $D^2B$, quedarán solucionados los problemas del usuario.

Paralelamente, Philips también ha analizado las posibilidades de una idea similar para *dentro* del equipo, ya que la información viene del $D^2B$ o va hacia él para ser procesada o generada. Para hacer esto, es necesaria la interconexión entre los diferentes circuitos integrados o módulos, tal que cualquier circuito pueda comunicarse con los demás. Esto se consigue mediante otro bus, el "Inter-IC bus" ($I^2C$). Esto resolverá los problemas del fabricante.

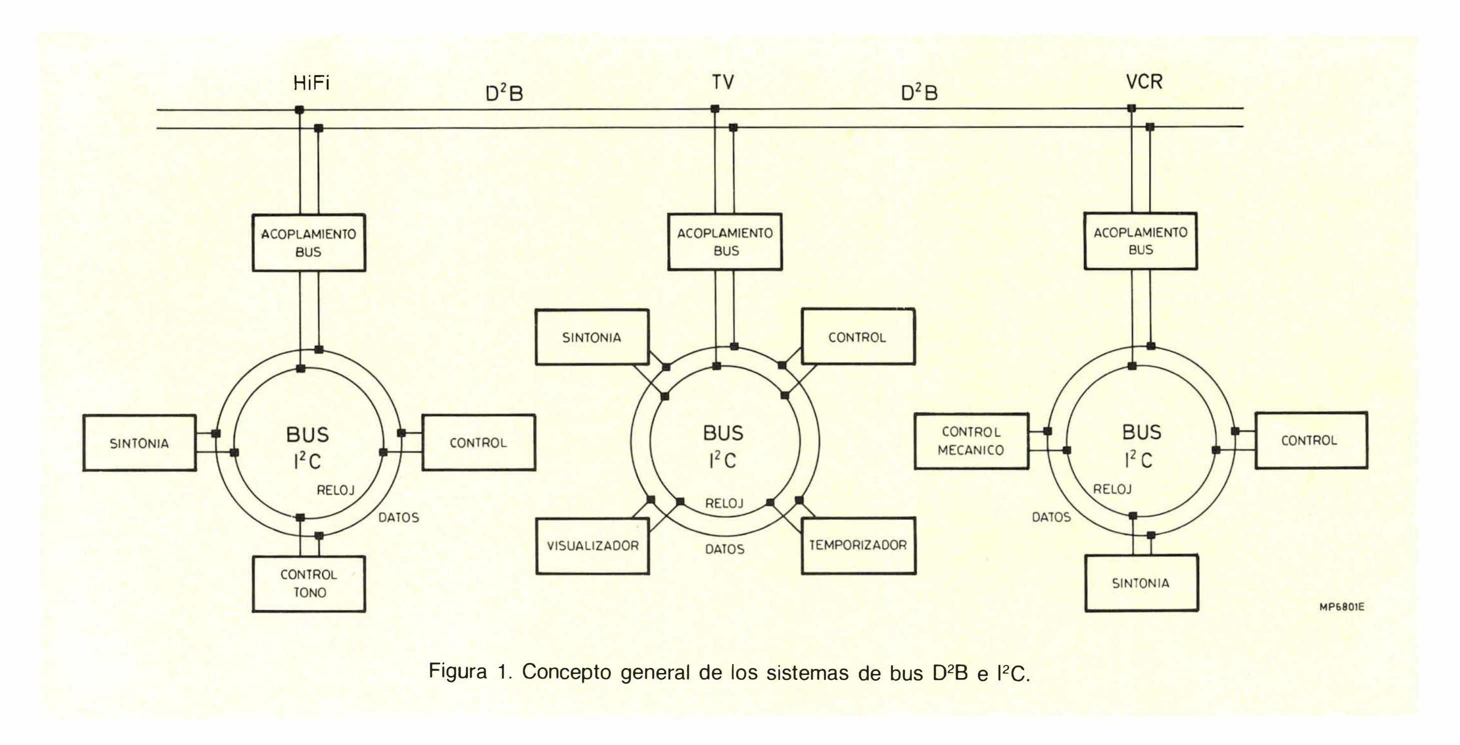



Figura 1. Concepto general de los sistemas de bus $D^2B$ e $I^2C$.

Así pues disponemos de dos buses, el $D^2B$ y el $I^2C$ (figura 1). Estos buses van a jugar un papel importante en los diseños de equipos que surgirán en los próximos años.

## DOMESTIC DIGITAL BUS ($D^2$ B)

El $D^2B$ tiene que enfrentarse con la circunstancia de que la configuración del sistema no se conoce a priori. Aun si fuera conocida, no se podría colocar porque el usuario debe tener la posibilidad de adaptar su sistema según sus propios gustos, tal como quiera.

Dado que el $D^2B$ se conecta al equipo a través de un conector externo, se debe tener especial cuidado en evitar conexiones erróneas y la posibilidad de ruido ambiental. Por tanto, los dispositivos que transfieren datos deben ser comprobados para evitar errores de transmisión, debiendo ser reconocidos por la unidad de recepción. Por otra parte, el $D^2B$ no debe autointerferirse, ya que puede funcionar en las proximidades de entradas altamente sensibles, tales como las de equipos de alta fidelidad.

El $D^2B$ permite a cualquier unidad conectada al mismo, tomar el control del bus sin necesidad de disponer de un bus maestro central. El hecho de que se retire una unidad no afectará a las demás unidades. El $D^2B$ ha sido diseñado como un bus de un solo hilo. Este hilo tiene la propiedad llamada "wired-AND" o Y cableada.

Para eliminar cualquier interferencia que pudiera ser ocasionada por el propio bus (y, naturalmente, evitar interferencias inducidas) se añaden al bus dos hilos utilizando una excitación diferencial.

En el caso de que más de una unidad intente tomar simultáneamente el bus, las diferentes demandas en conflicto quedan establecidas por un procedimiento de arbitraje. El arbitraje se realiza de tal manera que la unidad principal que transmite un "1" mientras otra unidad principal transmite un "0", se considerará que ha perdido el procedimiento de arbitraje, ya que el nivel en el bus no corresponde a su propio nivel de datos debido a la propidad de Y cableada.

Utilizando el $D^2B$, la operación del sistema completo viene a ser mucho más simple para el usuario. Todas las unidades se interconectan mediante un acoplamiento (interface) normalizado. El bus tambien permite al sistema, mediante el uso de un reconocimiento, detectar si una unidad en concreto está o no conectada. El sistema se puede construir de tal manera que un mensaje de este efecto pueda ser devuelto al usuario.

### Definición del $D^2B$

Son varios los factores que se tuvieron en cuenta en la definición y el diseño del $D^2B$. El primero fue el reducido coste, seguido de su facilidad de uso, control distribuido, la facultad de trabajar en un medio ambiente ruidoso, ausencia de interferencias con el equipo, flexibilidad y expansionabilidad. La demanda de flexibilidad significa que el equipo tiene que permitir que unidades con posibilidades de entrada/salida diferentes puedan coexistir con unidades de más bajo precio. Sin embargo, estas últimas puede que no se deseen debido a que las unidades más rápidas son más caras. La expansionabilidad fue interpretada con el significado de que el $D^2B$ se debe definir de tal forma que las demandas y posibilidades posteriores puedan ser llevadas a cabo y añadidas al bus sin perjudicar a las unidades existentes (figura 2).

El usuario debe ser capaz de conectar las unidades sin que para ello sea necesario tener en cuenta los aspectos técnicos. De cara a facilitar esto, el bus se ha definido de tal manera que 50 unidades, aparte de un posible 4096, puedan ser conectadas al bus, con la única limitación de que la longitud total del bus no debe ser superior a 150 metros.

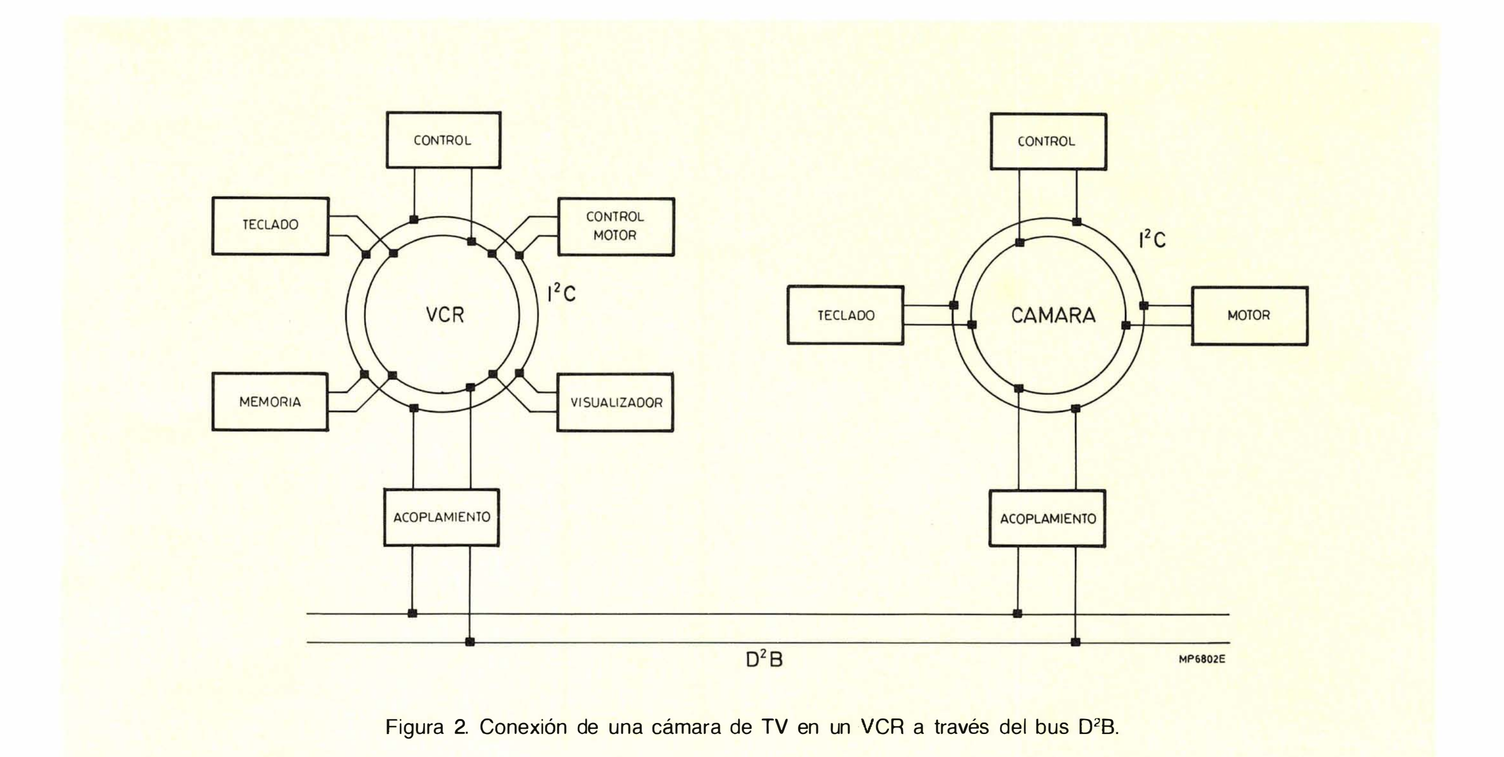



Figura 2. Conexión de una cámara de TV en un VCR a través del bus $D^2B$.

## Resolución de las demandas en conflicto

Las condiciones que debe cumplir el bus, en ocasiones entran en conflicto. Esto no es extraño, ya que las diferentes condiciones representan diferentes demandas de los usuarios potenciales del bus. Estos usuarios piden en realidad buses diferentes con objeto de cubrir sus propias necesidades, pero de hecho se limitan a la utilización del mismo bus como ocasionalmente desean hablar a otro. Con objeto de resolver estas demandas en conflicto, el bus $D^2B$ puede trabajar en tres modos distintos que difieren principalmente uno de otro en la velocidad de transferencia.

## Tres modos

El modo 0 se ha diseñado para hacer que un microprocesador actue como un bus maestro. Este microprocesador deberá tener un oscilador controlado por cristal.

El modo 1 se ha diseñado para que resulte económico el diseño del harware para el controlador del bus. En general, se ha diseñado teniendo en cuenta los límites de la tecnología actual, y no presentará dificultad alguna al diseñador que utilice la tecnología MOS actual. Con objeto de reducir el coste de un controlador, se trabaja con una gran tolerancia de reloj ($\pm 25\%$) lo que permite una generación interna de reloj mediante un oscilador RC, ahorrándose de este modo el coste del cristal.

El modo 2 se ha diseñado para conseguir que cualquier unidad que desee transmitir mensajes rápidos lo haga a costa de un precio superior del controlador. En este modo, los controladores dispondrán de un oscilador controlado por cristal para el reloj interno.

## VELOCIDAD DEL BUS

El número de caracteres de datos que se pueden transmitir en un mensaje dependerá no sólo del modo, sino de la dirección de la transferencia; por ejemplo, de la unidad principal a la secundaria o de la unidad secundaria a la principal.

Cada unidad será un bus maestro durante un tiempo determinado y ocupará el bus un máximo tiempo dado, independientemente del modo y, como la velocidad de la transmisión de datos varía de un modo a otro, el máximo número de caracteres transmitidos varía de 1 a 75 en los modos normalmente definidos. Aun en el caso de que envíen n octetos en un modo determinado, la unidad principal no tiene que transmitir n octetos. Puede transmitir de 1 a n octetos cada vez que es unidad principal en ese modo.

Naturalmente hay también diferencia entre las transmisiones de un solo octeto (sencillo) y de más octetos (múltiple), ya que el encabezamiento de los bits de dirección y control en el mensaje es la misma para ambos tipos de transmisiones.

Los diferentes valores se relacionan en la tabla 1.

En general, cuanto más elevada sea la velocidad de transferencia mayor será el coste de la unidad de control. Todas las unidades de alta velocidad pueden operar en los modos de baja velocidad. Así, puede hablar con cualquier unidad que tenga una velocidad inferior o igual. Además, se puede definir un número de modos teóricamente infinito de velocidades superiores. Pero dado el estado y el coste de la tecnología de hoy (y probablemente la de mañana) no parece ser que vaya a necesitar definir nuevos modos en el futuro inmediato.

**TABLA 1**

| Modo | Octetos | Dirección | caracteres por segundo min. | nom. | máx. | octetos/transferencia |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | | | 83 | 110 | 138 | 1 octeto |
| 1 | Sencillo | P a S | 208 | 278 | 347 | 1 octeto |
| | | S a P | 202 | 269 | 337 | |
| | Múltiple | P a S | 1551 | 2068 | 2585 | 15 octetos |
| | | S a P | 1058 | 1411 | 1764 | 10 octetos |
| 2 | Sencillo | P a S | 553 | 553 | 554 | 1 octeto |
| | | S a P | 543 | 544 | 544 | |
| | Múltiple | P a S | 8247 | 8282 | 8290 | 75 octetos |
| | | S a P | 6206 | 6212 | 6218 | 56 octetos |

Nota: P a S se refiere a una transferencia de la unidad principal a la secundaria,
S a P se refiere a una transferencia de la unidad secundaria a la principal.

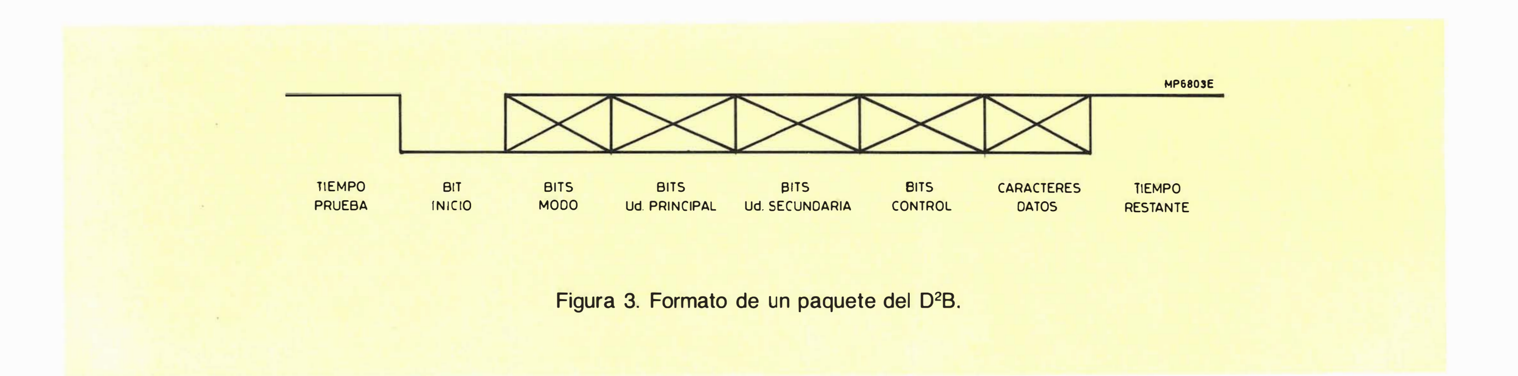



Figura 3. Formato de un paquete del D²B.

## FORMATOS DE MENSAJE

El bus D²B es de tiempo multiplexado en intervalos durante los cuales una unidad, la principal operante, puede enviar un mensaje o pedírselo a otra unidad, la secundaria operante. Una unidad puede utilizar el bus durante *menos* del intervalo de tiempo, pero nunca un tiempo superior al intervalo sin preguntar otra vez al bus.

La longitud de este intervalo está determinada por el tiempo que necesita la unidad más lenta posible (modo 0) para controlar el bus, notificar a la unidad secundaria y ejecutar la transferencia de datos. Cada mensaje tendrá el formato de la figura 3.

Las funciones de los diferentes intervalos son las siguientes:

### Tiempo de prueba

Lo emplea un transmisor que desea utilizar el bus. Durante este tiempo éste comprueba si el bus está siendo utilizado, manteniendo el bus en *alto* y monitorizando el mismo durante el tiempo de prueba para ver si el bus cambia a *bajo*. Si el bus cambia a *bajo* durante este período, ello indica que ya se puede utilizar el bus.

### Bit de inicio

Este bit es una señal a todas las unidades de que está empezando una transmisión. La duración debe ser única en tiempo para permitir que todas las unidades reconozcan la corta duración del bit de inicio.

## Bits de modo

Estos bits tienen la información del modo en que tendrá lugar la transferencia, y están relacionados con el procedimiento de arbitraje. Como un cero rebasa a un uno en el bus, la unidad principal que desee emitir en el modo más bajo, ganará esta parte del arbitraje.

## Bits de la unidad principal

Estos bits (12 bits + 1 bit de paridad) ejecutan dos funciones. Los 12 bits forman parte del arbitraje y notifican a las posibles unidades secundarias qué unidad principal está tomando el control del bus. El arbitraje se ejecuta como sigue: cada usuario (maestro potencial) que desee utilizar el bus comienza transmitiendo su dirección, primer bit más significativo, al bus. Depués de un corto espacio de tiempo, la unidad muestrea el bus. Si el estado del bus está de acuerdo con lo que ha transmitido, continúa; si no, debe comprobar si la unidad deberá ser seleccionada como secundaria. Como un cero rebasa a un uno en el bus, la unidad principal con la dirección más baja ganará el arbitraje.

## Bits la unidad secundaria

Estos bits (12 bits + 1 de paridad + 1 de reconocimiento) son la dirección, primer bit más significativo transmitido, de la unidad relevante. La unidad secundaria debe reconocer su propia dirección aun en el caso de que no esté preparado para aceptar ningún dato. El reconocimiento significa que éste existe, está conectado, es correcta su polaridad y se ha utilizado el modo correcto.

## Bits de control

Estos bits (4 bits + 1 de paridad + 1 de reconocimiento) de control definen el tipo de intercambio que va a terner lugar. La unidad secundaria debe reconocer los bits de control. El reconocimiento significa que se pueden manejar las funciones requeridas.

## Bits de datos

Estos bits (8 + 1 de fin de datos + 1 de paridad + 1 de reconocimiento) representan la transferencia real de datos.

## Tiempo restante

Este se define como el tiempo que la unidad, que ha tenido una transmisión correcta en el modo 0 ó 1, debe esperar antes de intentar volver a utilizar el bus. Esta precaución se toma para asegurar que ninguna unidad en los modos 0 ó 1 pueda monopolizar el bus.

## Posibilidades de expansión

La experiencia ha demostrado que es extremadamente peligroso diseñar un bus sin ninguna posibilidad de expansión. Esta posibilidad se ha añadido para permitir a los futuros diseñadores de sistemas disponer de las ventajas de nuevas tecnologías para añadir nuevas funciones cómo y cuándo esto sea posible y deseable.

## INTER - IC BUS ($I^2C$)

El bus $I^2C$, que conecta circuitos en lugar de unidades de un equipo, es también un bus multimaestro. Consta de un bus de dos hilos que utiliza una línea de reloj y una línea de datos (figura 4). Aquí también se deben tomar medidas si dos o más unidades principales intentan tomar el control del bus al mismo tiempo.

Como cada unidad principal genera su propio reloj, se ejecuta un procedimiento de sincronización, que asegura que aparezca en el bus un reloj bien definido.

Simultáneamente, las unidades principales de inicio también comparan sus datos con los resultantes en la línea de datos. Una unidad principal que transmite un "1" mientras otro transmite un "0", desconectará su etapa de salida de datos. Los circuitos conectados al bus se pueden distinguir de los demás dándoles una dirección única.

El bloque señalado como CONTROL en el diagrama de la figura 5, debe ser capaz de comunicar con todos los demás bloques del sistema. Cuando CONTROL dá una orden de visualización a la sección VISUALIZADOR, está operando en el modo transmisor principal y VISUALIZADOR está actuando como un receptor secundario. CONTROL actúa como un receptor principal cuando la información del estado de la sintonía es temporizada fuera de la sección de sintonía. CONTROL DE SINTONIA es un transmisor secundario en este caso.

## Características del bus $I^2C$

El número de módulos o circuitos integrados que se pueden conectar al bus queda limitado sólo por la capacidad total del bus. Esta capacidad no deberá exceder de 400 pF.

Para trabajar en el $I^2C$, cada unidad principal necesita tener dos excitadores (drenador abierto o colector abierto) con resistencias de polarización externas. Esto forma una Y cableada, que da la condición de prioridad *bajo* (0,4 V máximo).

Las condiciones de inicio y paro están señaladas mediante una línea de reloj en *alto* durante la transición de la línea de datos a *bajo* para el inicio y a *alto* para el paro. El bit de orden más elevado se transmite primero, siendo un octeto la longitud mínima de dato. El margen de la velocidad de transmisión puede ser de 0 a 100 kbaudios, pudiendo variar durante la transmisión. Se utilizan filtros digitales construidos en el interior para suprimir las interferencias.

CONTROL
µP
µC
p, t, T
U, I, R
ANALIZADOR ENTRADA
EXCITADOR SALIDA
SISTEMA DE BUS
• SERIE / PARALELO
• VELOCIDAD
• CONFIGURACION
• LONGITUD
• PROTOCOLO
ANALIZADOR ENTRADA
EXCITADOR SALIDA
TECLADO
VISUALIZACION LCD / LED
EN PANTALLA
MEMORIA
ROM
RAM
ACOPLAMIENTO DISCO / CASSETTE
MP6804E

Figura 4. Configuración general del bus I²C.

MEMORIA PAGINA
memoria (imagen)
CONTROL
µC
µP
video compuesto
TELETEXTO
I²C
CONTROL SINTONIA
TECLADO
VISUALIZADOR
VIEWDATA
linea telefónica
MEMORIA
canales preseleccionados
valor analógico preseleccionado
MP6805E

Figura 5. Receptor de televisión.

La señal de reconocimiento (*bajo* superpuesto en la línea de datos durante el noveno impulso de reloj) informa inmediatamente al emisor de si existe la dirección del receptor y de si el receptor está en operación. La estructura de Y cableada proporciona un arbitraje rápido al bus, ya que una discrepancia en la relectura del emisor le vuelve inmediatamente al estado receptor.

Una característica especial del bus I²C es su facultad de acomodar emisores con diferentes velocidades de transmisión. Utilizando la estructura de Y cableada y la característica de relectura, todos los emisores que deseen utilizar simultáneamente el bus sincronizan uno con otro hasta que el arbitraje del bus se ha completado. La prioridad del estado *bajo* proporciona también la máxima prioridad al emisor que está transmitiendo la dirección de valor más bajo.

La dirección cero, sin embargo, es una dirección general y todos los receptores direccionables responden a ella. Esta característica es importante para la inicialización del sistema así como durante emergencias.

## ENTRADA/SALIDA SERIE

Dado que el I²C es un acoplamiento serie, el microordenador deberá ejecutar la conversión serie a paralelo y viceversa, comparación de dirección, procedimiento de arbitraje, y la generación de reloj y sincronización. Un micrordenador convencional tiene que ejecutar todas estas funciones por software.

La familia de microordenadores monochip MAB8400 está equipada con hardware de entrada/salida serie. Esta E/S serie es capaz de soportar, contra otros, el bus I²C. Mientras que un microordenador convencional debe monitorizar regularmente el bus de datos en serie por la presencia de datos, el acoplamiento de E/S serie de 8400 detecta, recibe y convierte el tren de datos serie en un formato paralelo, sin interrumpir la ejecución del programa en curso.

Los microordenadores que carecen de un acoplamiento para I²C se pueden conectar al bus mediante registros de E/S estándar y el software adecuado. Una característica especial del 8400 consiste en que puede pasar su impulso de reloj desde una relación *alto/bajo* de 1:1 a 3:1. Esto permite al procesador sincronizar con el impulso más corto y ejecutar su instrucción durante el largo período *alto*. En este caso, la velocidad de transmisión queda limitada a 2 kbaudios. □

# Rectificadores controlados asimétricos de silicio de bloqueo rápido

**Los rectificadores controlados asimétricos de silicio de bloqueo rápido (ASCR) son dispositivos con pérdidas más bajas, conmutación más rápida y capaces de bloquear tensiones directas más elevadas que los tiristores convencionales. Este artículo describe su estructura y fabricación, indica la forma de interpretar sus datos, e ilustra su aplicación en un circuito inversor monofásico.**

Las modernas aplicaciones de conmutación de potencia requieren tiristores con bajas pérdidas, conmutación rápida y capaces de bloquear tensión elevada. En la práctica estos requisitos están relacionados entre sí, de modo que sólo se puede conseguir un valor elevado de un determinado parámetro con detrimento de uno de los otros o de ambos. El rectificador controlado asimétrico de silicio (ASCR) es un derivado del tiristor convencional que permite conjugar mejor estos requisitos conflictivos. En particular, para una determinada capacidad de bloquear tensión directa, las pérdidas pueden ser reducidas y las frecuencias de trabajo elevadas.

Estas características mejoradas se consiguen a expensas de la capacidad para soportar tensión inversa. Sin embargo, el bloqueo de tensión en sentido inverso es un aspecto de relativamente menor importancia entre los que caracterizan al tiristor y no es necesario en muchas aplicaciones. Sí es necesario bloquear tensión inversa, se debe conectar un diodo en serie con el ASCR. Si tiene que circular corriente inversa, hay que conectar un diodo en anti-paralelo.

Están disponibles dos tipos de ASCR: el BT155 y el BTW63. El BT155 es capaz de conducir una corriente media de 6,5 A (con temperatura de la base de montaje de 85°C) y está alojado en una cápsula TO-220 AB. La corriente media de conducción correspondiente al BTW63 es 22 A y está alojado en una cápsula TO-48. Ambos dispositivos están disponibles con tiempos de paso a bloqueo de 6,9 ó 12 $\mu$s.

Un diodo adecuado para ser utilizado en serie o en paralelo con el BT155 es el BYW19, mientras que para el BTW63 pueden utilizarse el BYV24 o el BYW25.

Más adelante se da una descripción detallada de los datos del dispositivo, pero antes estudiaremos su funcionamiento con el fin de ver las diferencias estructurales entre los ASCR y los tiristores convencionales.

## ESTRUCTURA DEL DISPOSITIVO

En la figura 1 se muestran las secciones simplificadas del tiristor convencional y del ASCR. En ambos dispositivos la base de la estructura es una amplia región $n^-$ de elevada resistividad, y las $p^+$ los emisores anódicos. Una región $p^+$ forma también la base difundida (región de contacto de la puerta) del tiristor convencional, mientras que en el ASCR, una región p forma la base difundida. El propósito de la región n del ASCR se explica más adelante. En un tiristor convencional, la capacidad de bloqueo tanto directo como inverso se consigue gra-

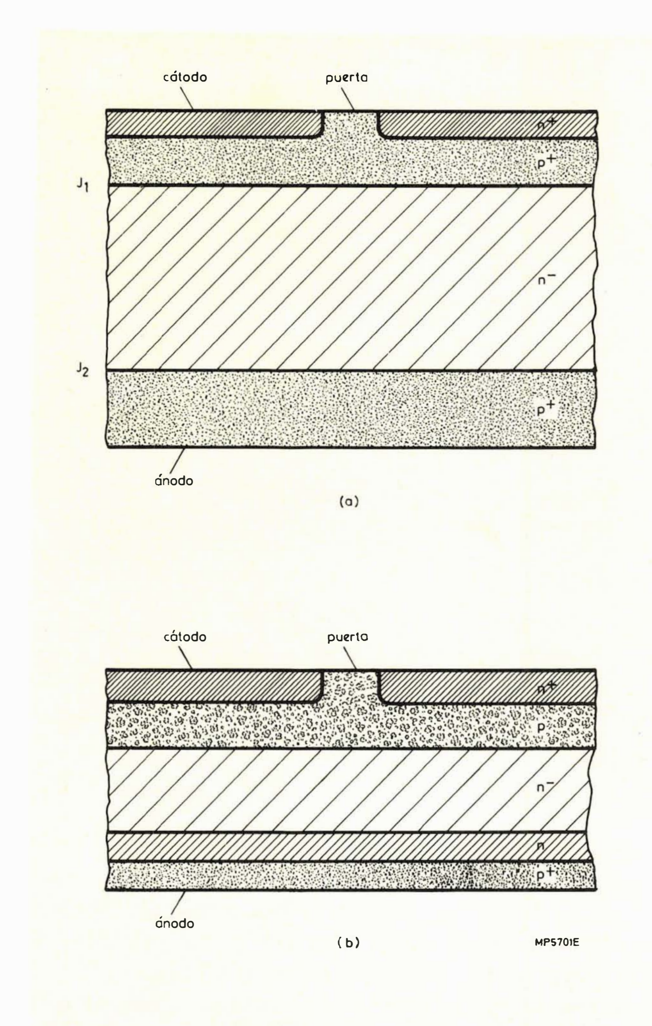



Figura 1. (a) Sección transversal simplificada de un tiristor convencional.
(b) Sección transversal simplificada de un ASCR.

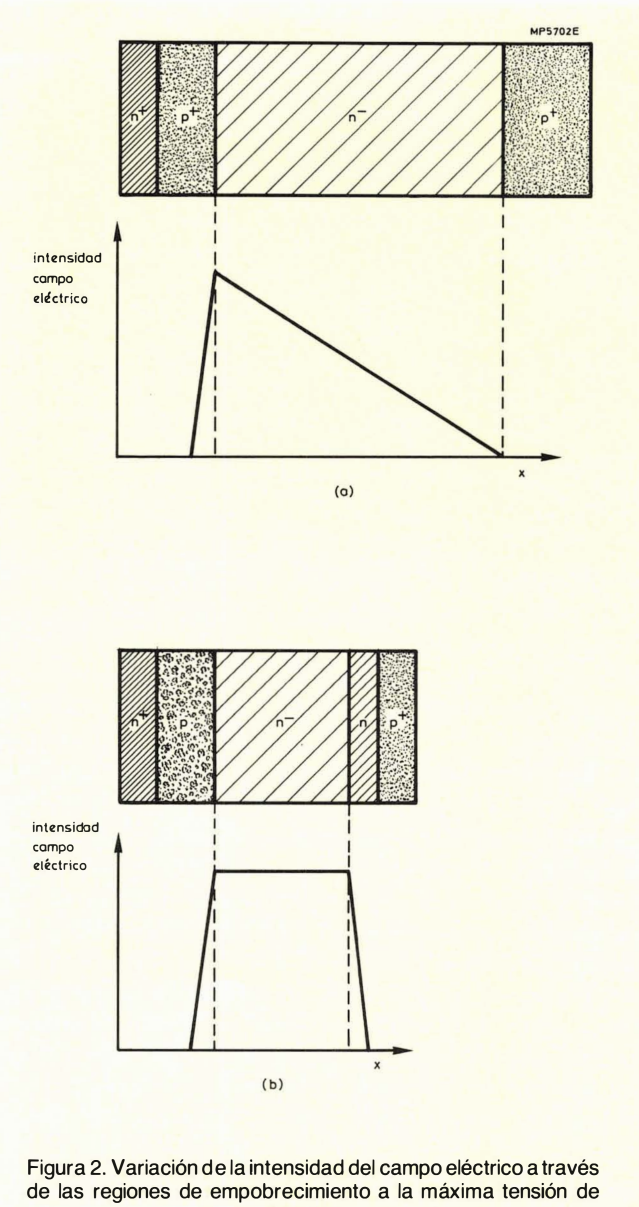



Figura 2. Variación de la intensidad del campo eléctrico a través de las regiones de empobrecimiento a la máxima tensión de bloqueo.
a) tiristor convencional, b) ASCR
En ambos casos el valor de la tensión directa de bloqueo es proporcional al área comprendida por la gráfica de la intensidad de campo

cias a la polarización inversa de las uniones $J_1$ y $J_2$ respectivamente. Las difusiones $p^+$ de la base y del emisor del dispositivo convencional son generalmente simétricas y son realizadas por difusión en ambas caras, con lo que las capacidades para bloquear en sentido directo e inverso son muy similares. En condiciones de bloqueo directo e inverso, una capa de empobrecimiento se extiende a lo largo de la base $n^-$, y la condición máxima de bloqueo corresponde a la situación en la que esta capa justo alcanza la región $p^+$ opuesta. El valor de la tensión máxima de bloqueo viene expresada por la integral de la intensidad de campo a lo largo de las capas de empobrecimiento; véase la figura 2a.

Para una determinada resistividad de la base $n^-$, resulta claro que en un tiristor convencional solamente puede obtenerse una elevada capacidad de bloqueo haciendo que la capa $n^-$ sea ancha. Sin embargo, el hecho de aumentar el espesor de la base $n^-$ da como resultado pérdidas más elevadas ya que la caída de tensión en sentido directo en conducción aumenta y los tiempos de paso a conducción y a bloqueo son más largos. En un ASCR, el perfil del dopado de la base $n^-$ se modifica de tal forma que pueden ser combinadas la elevada capacidad de bloqueo con pérdidas bajas. La base $n^-$ es fuertemente dopada, con lo que se obtiene una intensidad de campo casi constante, y se introduce una difusión adicional n entre la base $n^-$ y el emisor de ánodo; véase la figura 1b. Aunque es esencial para asegurar la elevada capacidad de bloqueo directo, la introducción de esta capa adicional n da como resultado un dispositivo asimétrico. Así pues, la elevada capacidad de bloqueo directo se obtiene a expensas de sus prestaciones de bloqueo en sentido inverso. El perfil de la intensidad de campo de un ASCR en condiciones de bloqueo directo máximo se muestra en la figura 2b.

Las figuras 2a y 2b tienen que trazarse de tal manera que las áreas comprendidas por las gráficas representativas de la intensidad de campo sean idénticas. Aunque la figura 2 es una representación simplificada, ilustra ciertamente el orden de reducción del espesor de la

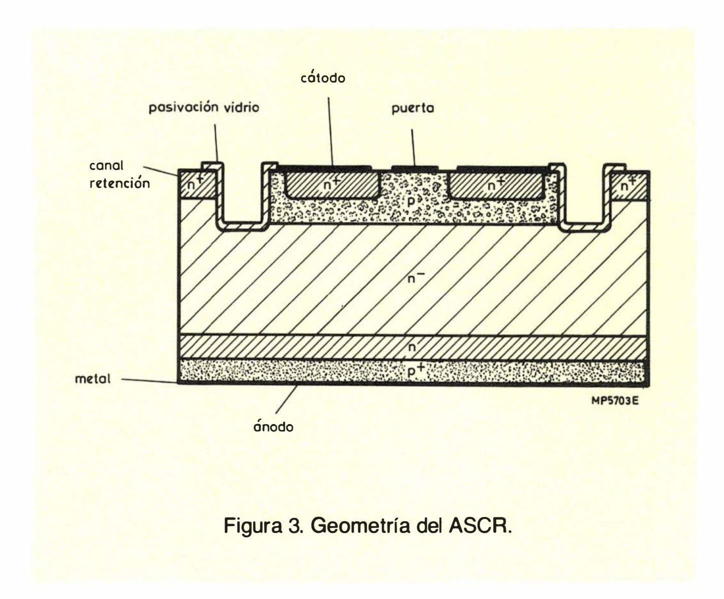


Figura 3. Geometría del ASCR.

base n⁻ en un ASCR. En la práctica, las reducciones conseguidas son del orden del 40%.

Aunque las relativamente bajas pérdidas del ASCR son claramente deseables, es todavía más importante la forma de aprovechar esta característica para conseguir un paso a bloqueo rápido del dispositivo. Los tiempos de paso a bloqueo del tiristor pueden ser reducidos mediante la introducción de oro en la base $n^-$, reduciéndose con ello el tiempo de vida medio de los portadores minoritarios. Esta técnica de dopado con oro tiene la desventaja de que hace que aumente la caída de tensión directa en estado de conducción, y en menor cuantía produce un paso a conducción más lento. Por lo tanto, la utilización del dopado con oro está severamente limitado en los tiristores convencionales por el nivel de pérdidas adicionales en el que se incurre. Sin embargo, como las pérdidas en el ASCR son inherentemente bajas, es admisible un nivel de dopado con oro más elevado con lo que se puede obtener un dispositivo más rápido. Los muy cortos tiempos de paso a bloqueo de los BT155 y BTW63 han sido posibles gracias al dopado con oro y a la estructura básica del ASCR.

La figura 3 muestra la geometría del BT155 y el BTW63. El nivel de dopado y la profundidad de difusión de la capa adicional n son críticas a la hora de determinar los parámetros del dispositivo. Se ha hallado que la implantación de iones es un excelente sistema para conseguir resultados convenientes. Se asegura un resultado eléctrico adecuado mediante la pasivación con vidrio de la unión de bloqueo directo y por la utilización de un canal de paro $n^+$.

## DATOS DE LOS DISPOSITIVOS

### Características dimensionales y de conmutación

La tabla 1 da detalles de las principales características del BT155 y el BTW63. Los valores límites están especificados de acuerdo con el Sistema de Máximos Absolutos (IEC 134).

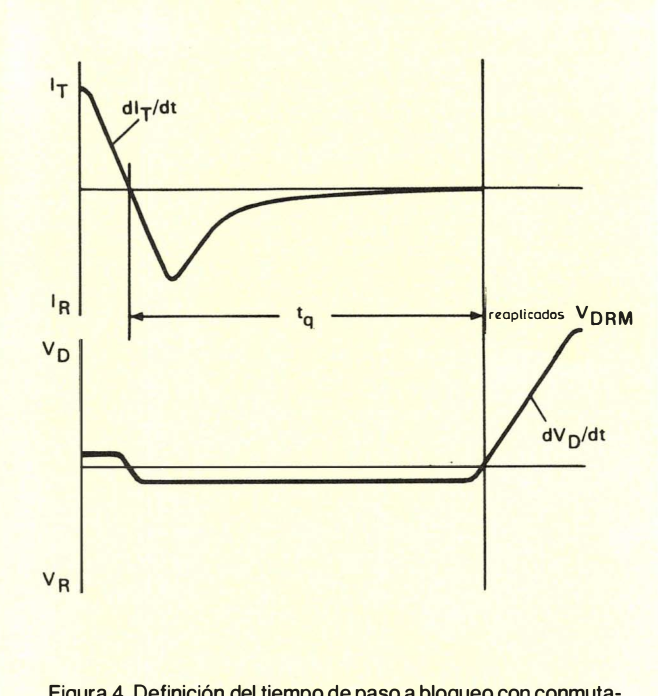


Figura 4. Definición del tiempo de paso a bloqueo con conmutación por circuito.

Las condiciones de medida de los tiempos de paso a bloqueo que figuran en la tabla 1 son mucho más exactas que las que fueron utilizadas en anteriores generaciones de tiristores especiales para conmutación. El ASCR es llevado a bloqueo con una elevada corriente directa, y una pequeña tensión inversa se aplica durante el tiempo de bloqueo. Se aplica entonces de nuevo tensión directa a una elevada tensión lineal hasta la tensión de pico de bloqueo repetitivo $V_{DRM}$. Estas condiciones son un reflejo de los requisitos de funcionamiento necesarios en inversores rápidos, y los valores del tiempo de paso a bloqueo que da la tabla 1 pueden ser utilizados con confianza en los cálculos de diseño con la seguridad de que el circuito será fiable. En la figura 4 se ilustra la definición del tiempo de paso a bloqueo.

### Pérdidas

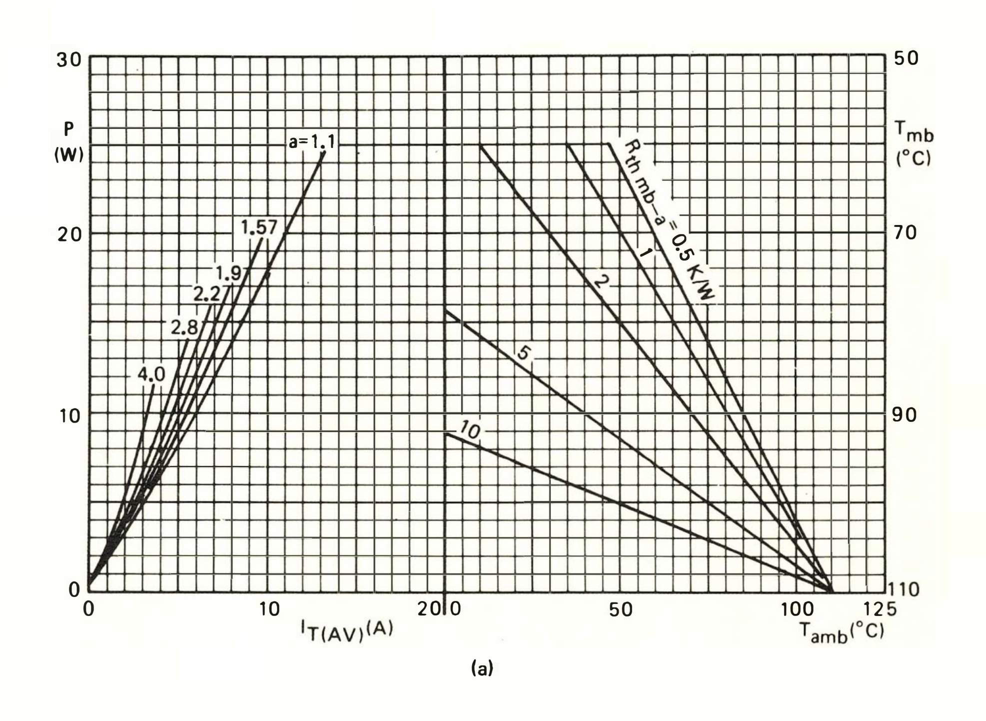
La evaluación de las pérdidas en un ASCR es un requisito esencial para determinar el radiador de calor necesario: Las pérdidas se producen tanto en estado de conducción como de bloqueo. En aplicaciones de baja frecuencia, las pérdidas en conducción son proporcionales al producto de la corriente media de conducción y la tensión en conducción. Las pérdidas totales, es decir las producidas en conducción más las correspondientes en bloqueo, pueden ser determinadas por medio de la sección izquierda del nomograma que muestra la figura 5. A frecuencias más altas, o con impulsos de corriente de elevado valor de pico, las pérdidas de paso a conducción aumentan progresivamente en importancia y el utilizar la media de la corriente en conducción no es ya una orientación precisa del nivel de las pérdidas en estado de conducción.

**TABLA 1**
**Datos abreviados del BT155 y el BTW63**

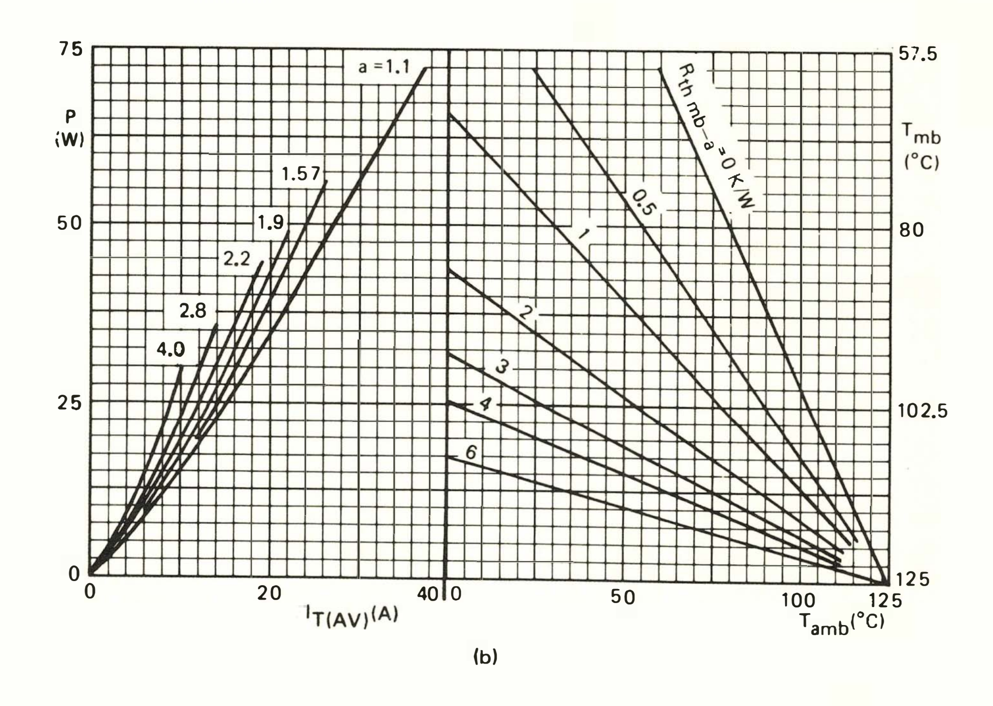
| ***Especificaciones*** | | BT155-600R | BT155-800R | BTW63-600R | BTW63-800R | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Tensión repetitiva de pico en bloqueo | $V_{DRMmáx}$ | 600 | 800 | 600 | 800 | V |
| Tensión contínua en bloqueo | $V_{D\,máx}$ | 500 | 650 | 500 | 650 | V |
| Tensión inversa transitoria | $V_{RSMmáx}$ | 5 | | 5 | | V |
| Corriente media en conducción con una temperatura de la base de montaje = 85°C | $I_{T(AV)máx}$ | 6,5 | | 22 | | A |
| Corriente de pico repetitiva en conducción: $t_p = 50 \mu s$; $\delta < 0{,}05$ | $I_{TRM\,máx}$ | 90 | | 250 | | A |
| Temperatura de funcionamiento de la unión | $T_{j\,máx}$ | 110 | | 125 | | °C |
| ***Resistencia térmica*** | | | | | | |
| Desde la unión al fondo de la cápsula | $R_{th\,j\text{-}mb}$ | 2,0 | | 0,9 | | k/W |
| Desde la unión al radiador con compuesto a propósito | $R_{th\,mb\text{-}h}$ | 0,3 | | 0,2 | | k/W |
| ***Características*** | | | | | | |
| Tensión en conducción $I_T = 20$ A (BT155), $I_T = 50$ A (BTW63), $T_j = 25$°C | $V_T$ | < 2,65 | | < 2,6 | | V |
| Corriente en bloqueo $V_D = V_{Dmáx}$; $T_j = T_{j\,máx}$ | $I_D$ | < 1,5 | | < 6,0 | | mA |
| Tiempo de paso a bloqueo por medio del circuito BT155 $dI_T/dt = 30$ A/µs; $dV_D/dt = 500$ V/µs (lineal hasta $V_{DRM\,máx}$) $R_{GK} = 10$ ; $T_j = 110$°; $V_G = 0$; conmutado desde | | | | | | |
| $I_T = 30$ A y $t_p = 200$ µs (sufijo K) | $t_q$ | < 6 | | | | µs |
| $I_T = 30$ A y $t_p = 200$ µs (sufijo N) | $t_q$ | < 9 | | | | µs |
| $I_T = 90$ A y $t_p = 60$ µs (sufijo P) | $t_q$ | < 12 | | | | µs |
| Tiempo de paso a bloqueo por medio del circuito BTW63 - $dI_T/dt = 50$ A/µs; $dV_D/dt = 500$ V/µs (lineal hasta $V_{DRMmáx}$); $R_{GK} = 10$ ; $T_j = 125$ °C; $V_G = 0$; conmutado desde | | | | | | |
| $I_T = 100$ A; $t_p = 150$ µs | | | | | | |
| sufijo K: | $t_q$ | | | < 6 | | µs |
| sufijo N: | $t_q$ | | | < 9 | | µs |
| sufijo P: | $t_q$ | | | < 12 | | µs |

El origen de las pérdidas de paso a conducción resulta evidente con la figura 6. Durante los primeros microsegundos después del disparo, la tensión en el tiristor permanece por encima de la tensión de conducción. Si aumenta la altura del impulso de corriente, al mismo tiempo que se reduce la anchura del impulso, para mantener el mismo valor de corriente media en conducción, el resultado será que una porción fuertemente creciente del impulso de corriente coincidirá con el período de tensión más elevada, y las pérdidas en conducción serán proporcionalmente más elevadas. Debe hacerse notar que como la corriente de ánodo es conmutada externamente, las pérdidas equivalentes a las citadas no se producen durante el paso a bloqueo. Las pérdidas en conducción a frecuencias elevadas se pueden obtener multiplicando la energía total perdida por impulso (la integral de I x V a lo largo de la duración del impulso) por el número de impulsos por segundo (la frecuencia de conmutación). Los detalles de la energía total perdida por impulso para diferentes valores de anchura del impulso $t_p$ y el pico repetitivo de corriente en conducción $I_{TM}$ se dan en la figura 7. Como regla aproximada, se sugiere que en el caso del BT155 las pérdidas en conducción sean calculadas según la figura 7 para impulsos de duración inferior a 25 µs, mientras que para el BTW63 la figura 7 debe ser utilizada para impulsos de duración inferior a 100 µs.

Para una determinada temperatura de la base de montaje, las pérdidas máximas admisibles son determinadas esencialmente por la frecuencia de conmutación, la anchura del impulso, y la corriente de pico repetitivo en conducción $I_{TM}$. El valor máximo admisible de $I_{TM}$ (co-




(a)




(b)

Figura 5. Nomograma para obtener el valor adecuado de resistencia térmica entre el fondo de la cápsula y el ambiente para determinado valor medio de la corriente de conducción:
a) BT155, b) BTW63,

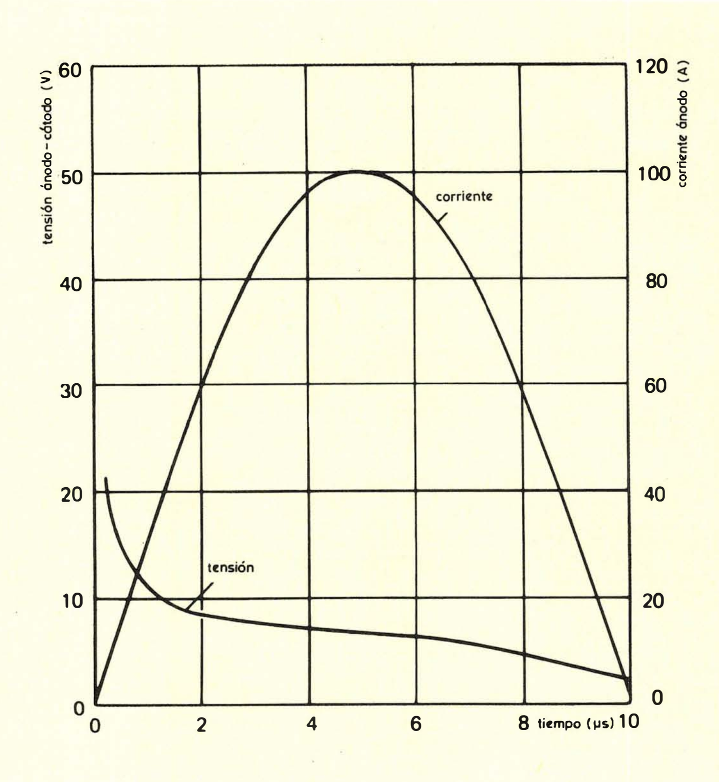
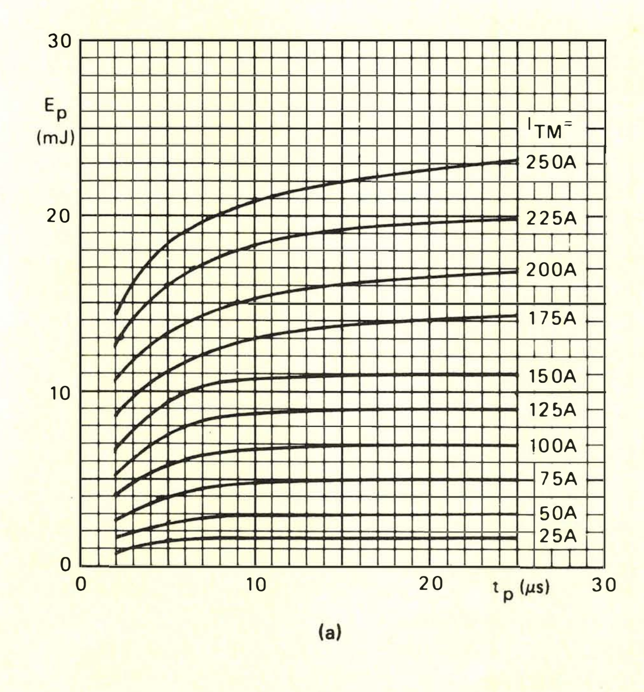
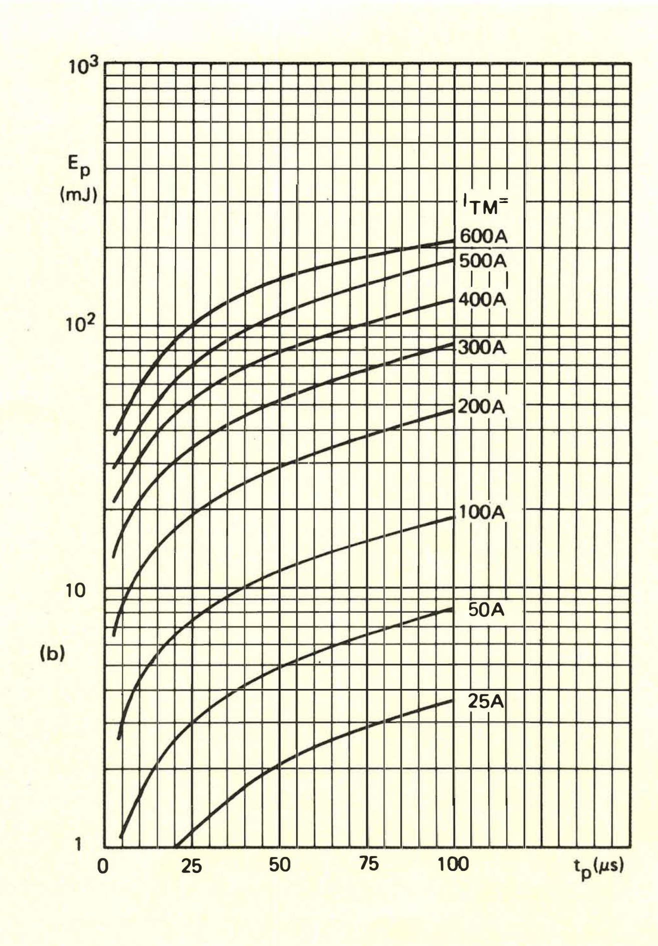
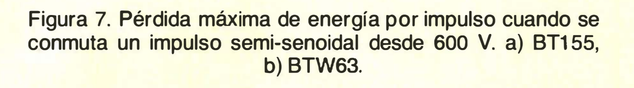



Figura 6. Características típicas de paso a conducción del BTW 63 que ilustran el origen de las pérdidas de conmutación durante el paso a bloqueo ($I_{TM}$ = 100 A, $t_p$ = 10 µs)





Figura 7. Pérdida máxima de energía por impulso cuando se conmuta un impulso semi-senoidal desde 600 V. a) BT155, b) BTW63.

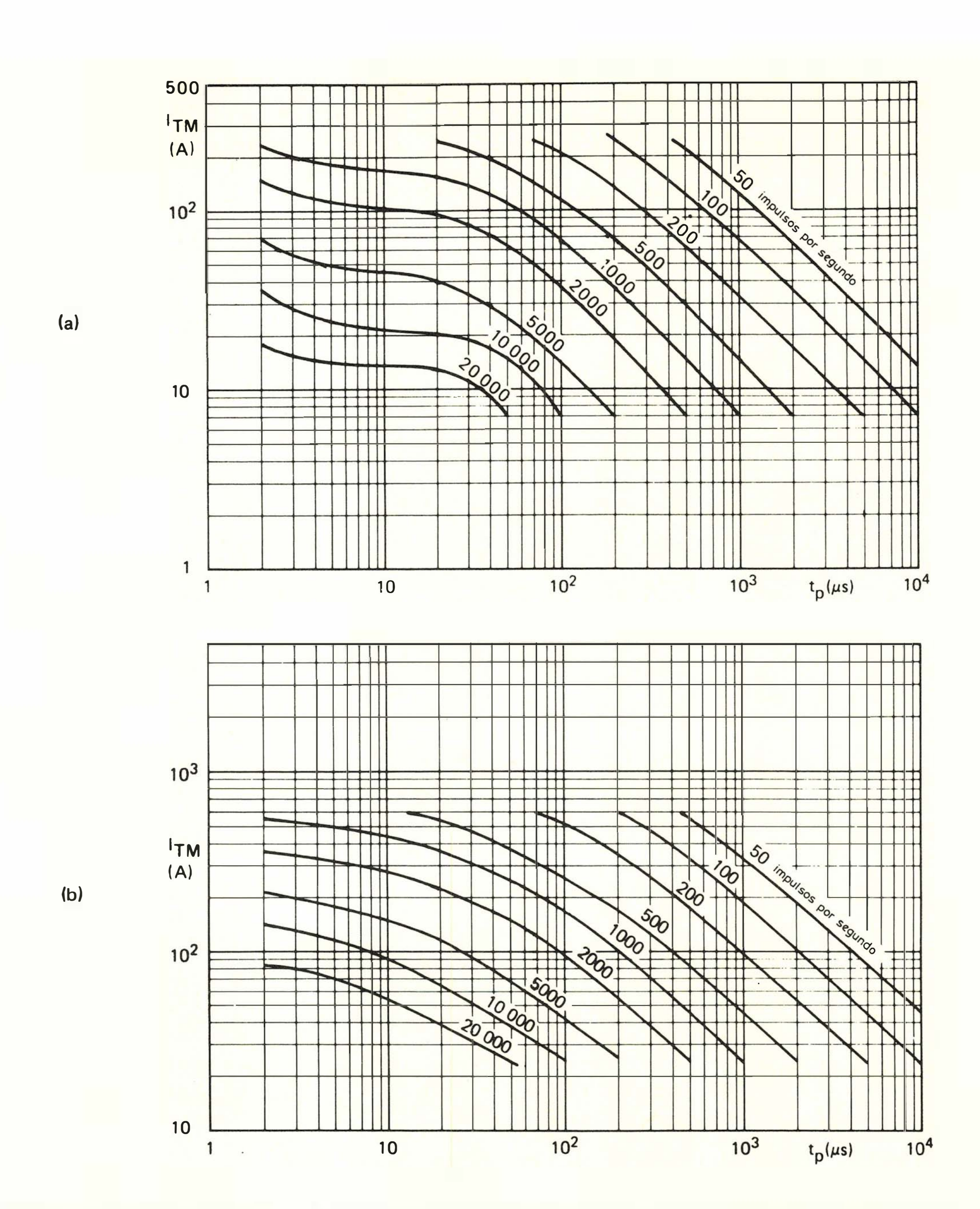



Figura 8. Corriente de pico máxima repetitiva en estado de conducción en función de la anchura del impulso. a) BT155, b) BTW63.

rrespondiente a las pérdidas máximas) está representado en función de la anchura del impulso y la frecuencia de conmutación en la figura 8. Para determinada aplicación, la figura 8 proporciona un sistema simple de seleccionar el dispositivo conmutador adecuado.

## SELECCION DEL DISPOSITIVO

Para ilustrar la forma de utilización de los datos de los dispositivos BT155 y BTW63, se describe la forma de seleccionar los ASCR para un inversor por modulación de anchura de impulsos (PWM). El inversor particular que se considera fué desarrollado para el sistema de control de la velocidad de motores de c.a. cuya introducción general aparece en la "Revista Miniwatt" Vol. 19, nº 10.

Una única fase del inversor aparece en la figura 9. El circuito tiene cuatro tiristores: dos tiristores principales $Th_1$ y $Th_2$ que trocean la tensión rectificada de la red, y dos tiristores conmutadores $Th_3$ y $Th_4$ que obligan a conmutar a $Th_1$ y $Th_2$. La corriente del motor es conducida alternativamente a través de $Th_1$ y el diodo de efecto volante $D_2$, o a través de $Th_2$ y $D_1$. La conexión en anti-paralelo de la combinación formada por el tiristor principal y el diodo (por ejemplo, $Th_1$ y $D_2$) permite la utilización de ASCRs como elementos de conmutación. La descripción completa del diseño del inversor, incluyendo la explicación de las ecuaciones de diseño aparece en la "Revista Miniwatt" vol. 20, nº 2.

En el siguiente ejemplo se supone que el inversor va a ser utilizado en el control de un motor de 4 kW y 380 V con posibilidad de un 50% de sobrecarga.

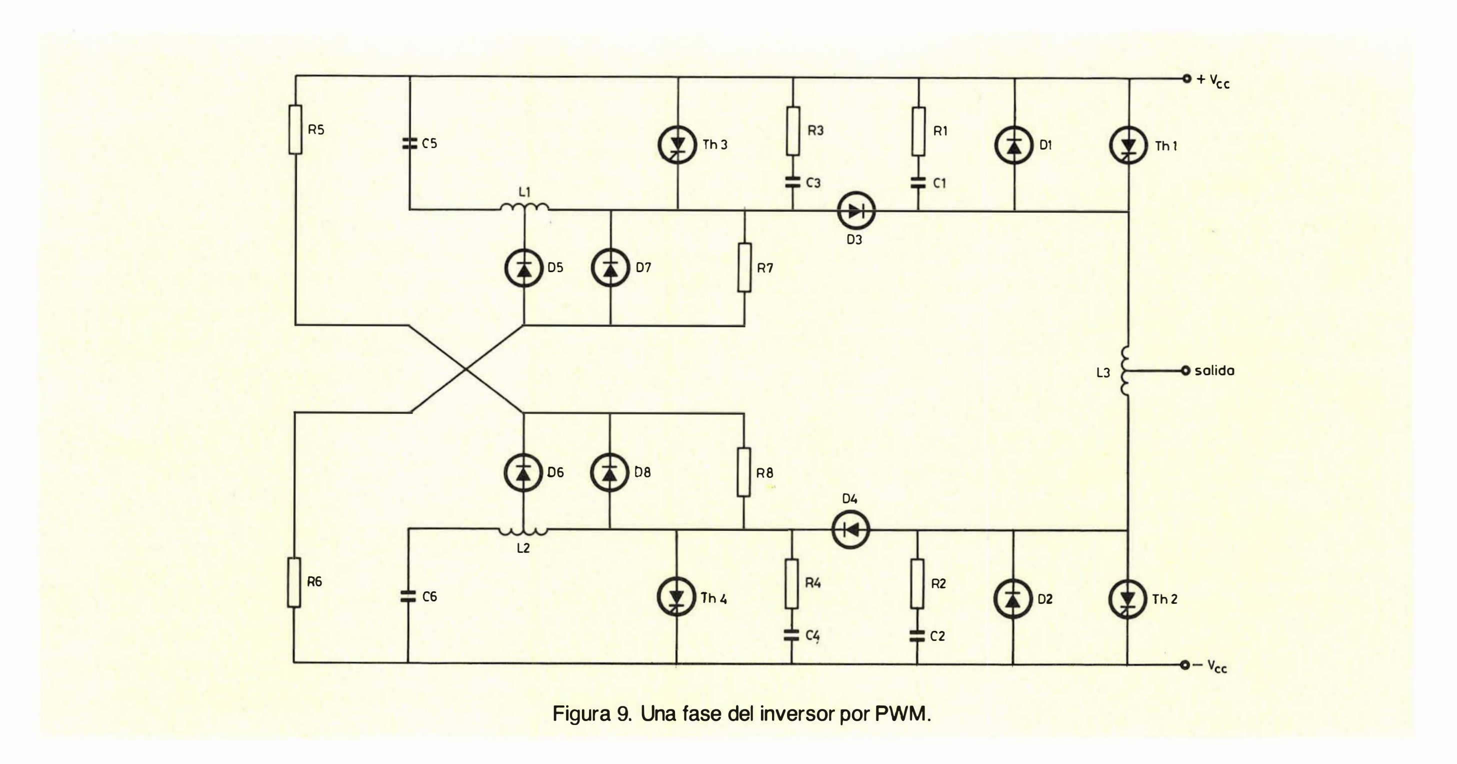



Figura 9. Una fase del inversor por PWM.

## Datos iniciales

Suponiendo la red Europea trifásica de 380 V ± 10%, después rectificada, la tensión contínua mínima es:

$$V_{dc(min)} = 462 \text{ V},$$

la tensión contínua nominal es:

$$V_{dc(nom)} = 513 \text{ V},$$

y la tensión contínua máxima (durante el frenado regenerativo) se supone que es:

$$V_{dc(max)} = 750 \text{ V}.$$

La corriente máxima por fase de un motor de 4 kW, 380 V varía según el fabricante, pero puede tomarse el valor de 14 A como sobrecarga máxima. La frecuencia máxima de conmutación del inversor $f_{s\,(max)}$ se supone que es de 1 kHz, y la temparatura ambiente de 50°C.

## Selección del tiristor principal

Un valor de diseño seguro para $V_{DRM}$ es:

$$V_{DRM} = V_{dc(max)} + 50,$$
$$= 800 \text{ V}.$$

Suponiendo que la corriente en el tiristor en el peor de los casos es aproximadamente igual a una semionda senoidal, se tiene que:

$$I_{T(AV)} = I_{m(max)} \times \frac{\sqrt{2}}{\pi}$$
$$= 6.3 \text{ A}.$$

Resulta ventajoso un tiempo de paso a bloqueo corto, aunque deba considerarse como contrapartida el elevado costo de la rapidez de los dispositivos y el aumento de la disipación en la red acondicionada. El BT155-800RN, con un tiempo de paso a bloqueo de 9 $\mu$s, es un buen tiristor para esta aplicación.

## Selección del tiristor conmutador

Suponiendo un factor de rizado de la corriente del motor de 1,4, la corriente de pico de salida del inversor $I_{o(PK)}$ viene determinado por:

$$I_{o(pk)} = I_{m(max)} \times 1.4 \times \sqrt{2},$$
$$= 27.7 \text{ A}.$$

Se puede demostrar que el valor aproximado de la corriente de pico repetitiva en conducción en el tiristor de conmutación es:

$$I_{TM} = 2.0 \times I_{o(pk)} \times \frac{V_{dc(max)}}{V_{dc(min)}},$$
$$= 90 \text{ A}.$$

Un cálculo más exacto puede efectuarse cuando ya han sido determinados los componentes de conmutación como se describe en la "Revista Miniwatt" citada.

La anchura del impulso de corriente de conmutación es aproximadamente el doble del tiempo de paso a bloqueo del tiristor principal, que es de 18 $\mu$s. Según la figura 8a, el valor máximo admisible de $I_{TM}$ para un impulso de 11 $\mu$s a 1 kHz es superior a 150 A. El tipo BT155 es por lo tanto adecuado como tiristor de conmutación. El tiempo de paso a bloqueo admisible en el tiristor de conmutación puede ascender hasta una vez y media la del tiristor principal o 13,5 $\mu$s. Por lo tanto, podría ser utilizado el BT155-800RP.

## Selección del radiador de calor

*Tiristor principal.*

Para la determinación del radiador de calor, se puede aproximar la corriente a través del tiristor principal a una forma de onda senoidal rectificada en media onda. La figura 5 proporciona por lo tanto una exactitud razonable en la determinación de la potencia total disipada por el tiristor principal. Se obtiene $I_{T(AV)} = 6{,}3$ A y el factor de forma de la senoide rectificada en media onda es 1,57, de manera que en la sección izquierda de la figura 5a, se obtiene una potencia disipada de 12 W.

Para estas pérdidas, con una temperatura ambiente de 50°C, la resistencia térmica necesaria entre el fondo de la cápsula y el ambiente es de alrededor de 3 K/W, véase la figura 5a. Según la tabla 1, la resistencia térmica entre la base de montaje y el radiador es de 0,3 K/W, de forma que la resistencia térmica del radiador es de 3 - 0,3 = 2,7 K/W.

## Tiristor conmutador

En condiciones nominales, el impulso de corriente de conmutación es una semi-senoide de altura igual a $V_{dc(nom)} \sqrt{(C5/L1)}$, y anchura igual a $\pi\sqrt{(C5L1)}$. Utilizando la aproximación descrita en la revista Miniwatt, volumen 20, nº 2 se han calculado los valores adecuados de C5 y L1, siendo 0,65 $\mu$F y 48 $\mu$H respectivamente. Por tanto, la altura del impulso es 59,7 A y su anchura 17,5 $\mu$s.

Según la figura 7a, la pérdida media de energía por impulso es aproximadamente de 4 mJ. Con una frecuencia de conmutación de 1kHz, esto corresponde a una potencia disipada de 4 W. Las pérdidas en bloqueo se pueden obtener a partir de la corriente de fugas (1,5 mA según la tabla 1) y la tensión en bloqueo, que puede tomarse igual a $V_{dc(nom)}$ ó 513 V. Las pérdidas en bloqueo son por lo tanto igual a $1{,}5 \times 10^{-3} \times 513 = 0{,}77$ W, lo que da una potencia total disipada de unos 4,8 W. Utilizando la misma aproximación que en el caso del tiristor principal, se obtiene que la resistencia térmica necesaria para el radiador del tiristor conmutador es 9,7 K/W.

## OTRAS APLICACIONES

Aunque fueron desarrollados principalmente para inversores de potencia por modulación de anchura de impulsos (PWM), el BT155 y BTW63 son adecuados para cualquier aplicación que requiera una conmutación de potencia rápida. El área de aplicaciones adicionales incluye:

- fuentes de alimentación ininterrumpidas;
- fuentes de alimentación conmutadas de potencia media a alta;
- fuentes de alimentación para magnetrones de cocinas de microondas;
- cocinas domésticas por inducción;
- inversores de alta frecuencia en general (hasta 20 kHz). □

# Conmutación remota de bajo coste utilizando detectores de infrarrojos piroeléctricos

**El sistema de conmutación remota que se describe en este artículo está diseñado para responder al movimiento de una mano a una distancia por debajo de 0,5 m del detector. Esto hace que se anule la alarma de un reloj digital y que el visualizador del reloj vuelva a conectarse durante algunos segundos. El circuito es sencillo, barato, y fácilmente adaptable a otras aplicaciones.**

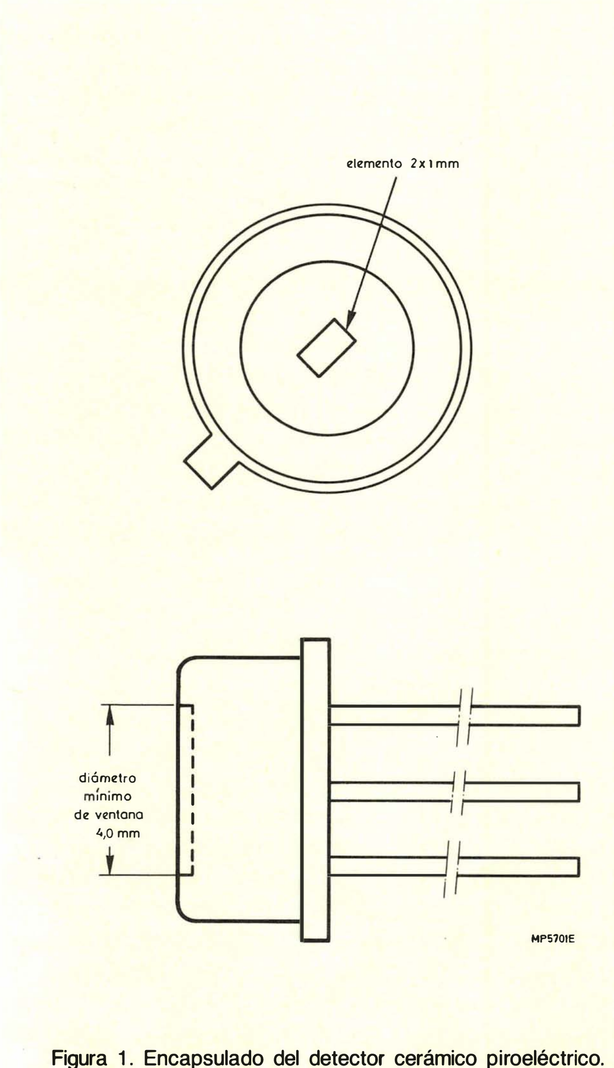



Figura 1. Encapsulado del detector cerámico piroeléctrico.

## DETECTORES CERAMICOS PIROELECTRICOS

Un detector cerámico piroeléctrico consta de un elemento sensor de infrarrojos, un circuito de adaptación de impedancias de bajo ruido, todo contenido dentro de un encapsulado con una ventana transmisora de infrarrojos. El elemento sensor es una oblea cerámica polarizada eléctricamente con electrodos metálicos transmisores de infrarrojos depositados en caras opuestas. Como resultado de la naturaleza piroeléctrica de la cerámica, se obtiene una señal eléctrica de salida de los electrodos en respuesta a las variaciones de temperatura.

Los detectores de infrarrojos piroeléctricos de nuestra gama actual están encapsulados en una cápsula TO-5 modificada con ventana de infrarrojos, como se muestra en la figura 1. En la revista Miniwatt volumen 21, Nº 3 (Marzo 1982) se dió una descripción más detallada de los detectores. Cada dispositivo contiene uno o dos elementos piroeléctricos y puede representarse eléctricamente por uno o dos condensadores, un FET de canal N y una red no lineal conectada como muestra la figura 2.

La red no lineal contribuye mucho a la seguridad de los detectores; protege la puerta del FET (que forma parte del circuito de adaptación de impedancias) de elevadas tensiones negativas, y limita progresivamente la tensión piroeléctrica que resulta de grandes variaciones en la temperatura ambiente. Así, se pueden obtener señales en condiciones que de otro modo sobrecargarían al

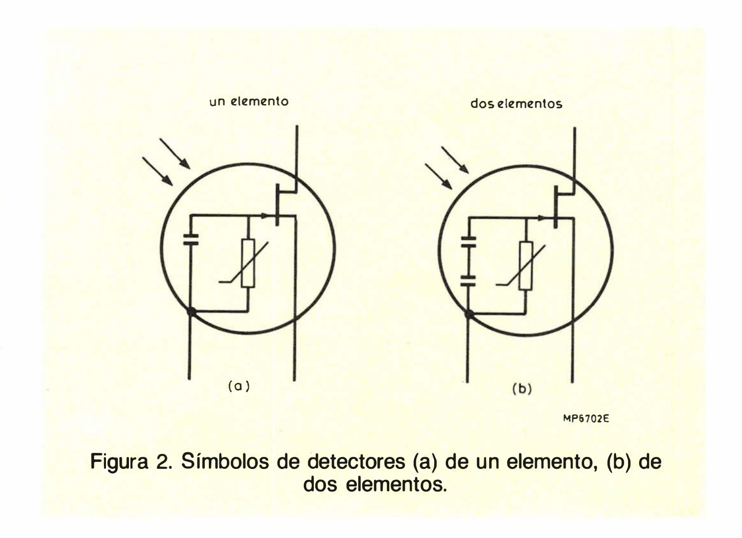



Figura 2. Símbolos de detectores (a) de un elemento, (b) de dos elementos.

amplificador o necesitaría tener un márgen dinámico mayor.

El detector de infrarrojos utilizado en el sistema que se describe en este artículo, es un dispositivo de bajo costo de un elemento que normalmente se fabrica en grandes cantidades para utilizarlo en equipos de detección de intrusos. El detector está diseñado para trabajar en una banda desde 6,5 hasta más de 14 $\mu$m, y el encapsulado tiene una ventana de infrarrojos de 4 mm de diámetro.

Con el detector de un elemento que se describe no es necesaria óptica focalizadora. Se necesitaría óptica cuando el detector requerido tiene que trabajar sobre un gran margen o cuando se utilice un detector de dos elementos. Sobre un gran margen, las propiedades de reordenación de energía del sistema de focalización pasan a ser importantes. Un sistema de focalización se utiliza siempre con un detector de dos elementos pues la salida de este tipo de detector se genera a partir de la diferencia entre las dos salidas. Sin focalización, los dos elementos tienen que estar sujetos al mismo nivel general de radiación y por lo tanto las dos señales de salida tenderían a anularse.

## SISTEMA DE CONTROL DE RELOJ

El detector genera una señal cuando una fuente de calor, tal como una mano, se mueve en su campo de visión. Esta señal se utiliza para silenciar la alarma y conectar el visualizador del reloj durante unos segundos. No se requiere sistema óptico externo, lo que mantiene bajo el coste total y asegura un amplio campo de visión a la vez que mantiene un alcance adecuado (0,5 m) para su aplicación.

En el sistema descrito se utilizan visualizadores LED, pero se puede utilizar igualmente un visualizador de cirstal líquido (LCD), el cual requiere una fuente de luz incorporada para que se vea en la oscuridad.

El visualizador está normalmente apagado y se conecta durante algunos segundos en respuesta a una salida del detector, lo que evita la molestia que puede causar un visualizador permanentemente iluminado en una habitación a oscuras.

### Circuito

En la figura 3 se da el esquema del circuito. Se utiliza un amplificador operacional cuádruple LM324 para amplificar la señal, regular la alimentación y realizar las funciones del procesado de la señal.

El módulo de reloj tipo 307-402 utilizado es representativo de los tipos existentes. Para esta aplicación se ha modificado el circuito, como se muestra en la figura 4, cortocircuitando la resistencia de 1,8 k$\Omega$ en serie con el terminal 6 del módulo. Sin el cortocircuito, el cierre del conmutador S1b sólo oscurece el visualizador de LED. La modificación hace que el visualizador se desconecte cerrando S1b. En cualquier caso, el visualizador se ilumina cuando el detector de infrarrojos genera una señal de salida. El módulo es alimentado a partir de la red, a través del transformador T1. Esto proporciona una alimentación regulada contínua de + 9 V en los terminales 27 y 28, que es amplificada y estabilizada por CI1a y CI1b.

La salida del detector RPY96 es amplificada por un amplificador discreto (BCY71 y los componentes asociados), proporcionando una ganancia de tensión igual a 4,8. La resistencia $R_D$ se elige para asegurar que la tensión de salida del preamplificador está dentro del margen de la tensión de alimentación; el valor correcto de $R_D$ variará de un detector a otro, pero es aproximadamente 1,8 k$\Omega$.

La salida del preamplificador es acoplada en c.a. al amplificador CI1b que actúa como amplificador inversor con una ganancia de tensión igual a 100 y una respuesta de frecuencia restringida a 0,3 - 7,2 Hz.

La cadena de resistencias R10 a R12 polariza la entrada del CI1c (patillas 9 y 10). Se genera un impulso de salida positivo para grandes señales ascendentes o descendentes que exceden los niveles umbrales establecidos por la cadena de polarización.

La duración de este impulso está fijada por la constante de tiempo de R15 y C5. Los valores dados en la figura 3 dan un retardo de unos dos segundos. El valor de C5 se hace impracticablemente grande si se proporciona un retardo mayor que 10 segundos, y si se requiere un retardo de este tipo hay que utilizar un circuito de temporización más complejo tal como un monoestable.

El impulso del circuito de temporización es introducido en una red inversora formada por puertas NAND. El impulso positivo de CI1c produce un impulso de bajada "0" en el terminal 3 de CI2 y un impulso de subida "1" en el terminal 4 de CI2.

Con los conmutadores fijados como muestra la figura 3, los impulsos de salida en los terminales 3 y 4 de CI2 no tienen efecto. Cuando los contactos S1a y S1b del conmutador están cerrados, el reloj está ajustado para operación de noche con el visualizador apagado y la alarma activada. Una mano que pase por encima del reloj dentro del campo de visión del detector anulará la alarma si está sonando e iluminará el visualizador. El visualizador permanecerá encendido durante unos dos segundos.

### Construcción

El detector está situado detrás de una abertura en la caja que contiene el reloj. Una hoja delgada de polietileno de baja densidad, o cualquier material transmisor de infrarrojos, que cubre la abertura del detector como se muestra en la figura 6, reduce la posibilidad de un disparo del circuito producido por factores externos. Además, debe colocarse el detector lejos de fuentes de calor tales como el transformador de red, para evitar disparos espúreos. Se puede utilizar una caja aislante para aislar térmicamente el transformador. En el prototipo se ha utilizado aislamiento de poliestireno para que el detector quede protegido contra los cambios de temperatura dentro de la caja del reloj.

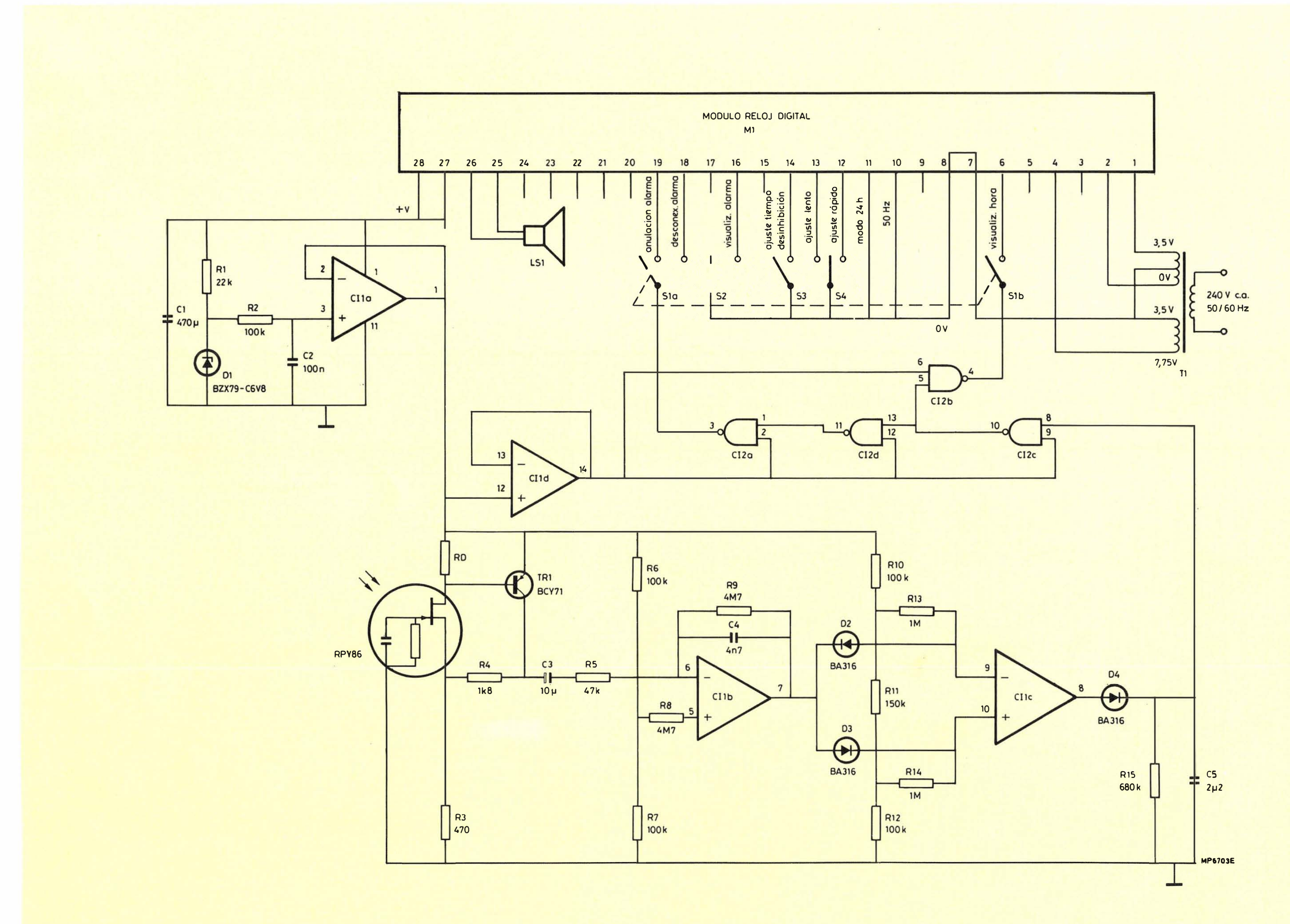



Figura 3. Esquema del circuito.

## APLICACIONES

El sistema de conmutación remota descrito antes puede adaptarse para utilizarlo en muchas otras aplicaciones. Se puede utilizar un circuito similar para hacer que un radio-reloj-despertador funcione como detector de intrusos. La ganancia extra en las etapas amplificadoras de proceso de señal extenderán el margen del detector de modo que, si está colocado cerca de la entrada de una habitación de hotel, el radio-reloj-despertador modificado detectará a los intrusos y desconectará una alarma.

Sólo hay que modificar un poco la disposición para conectar o desconectar una radio al lado de la cama, o para reducir el volumen de una radio que está preparada para funcionar como despertador. Se puede construir un selector dentro de un radio-reloj-despertador digital de modo que el usuario puede ajustar el conmutador de infrarrojos para controlar una de varias funciones.

Continuando con aplicaciones para la mesita de noche, el conmutador de infrarrojos también puede incorporarse en una cafetera de modo que se puede conectar por la mañana mediante la onda de una mano.

La misma idea incorporada en un circuito temporizador se puede utilizar para conectar luces al entrar en una habitación o pasillo y desconectar de nuevo al salir. El detector se utiliza para conectar la luz; un sencillo circuito temporizador desconecta la luz cuando no hay salida del detector durante un período de tiempo determinado por el diseñador.

Para algunas aplicaciones, tales como la iluminación de bloques de oficinas, se utiliza un circuito de conmutación normal durante las horas de trabajo. Entonces, el detector de infrarrojos se utiliza para conmutar fuera de las horas de trabajo normal, de modo que las luces se enciendan cuando el personal de limpieza y seguridad entre en la habitación y se apaguen al salir. □

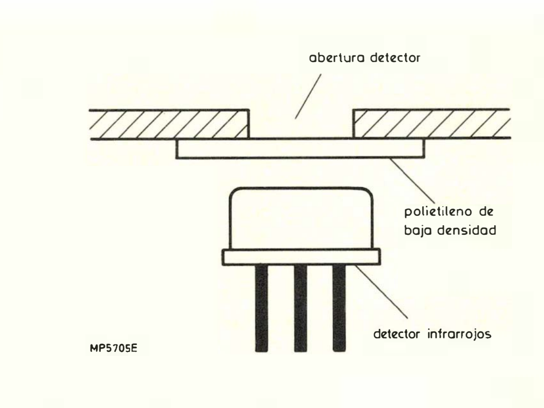



Figura 4. Modificación del módulo de reloj.

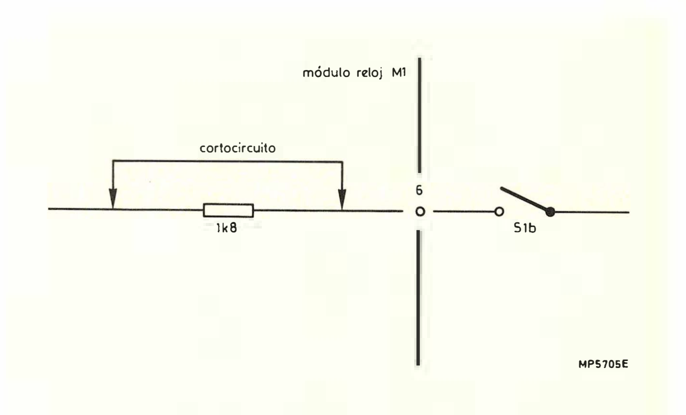



Figura 5. Protección contra disparos espúreos.

### LISTA DE COMPONENTES

**Circuito de conmutación remota (figura 3)**

*Resistencias*

Todas las resistencias son SFR25 de 0,25 W

| | | |
|---|---|---|
| R1 | 22kΩ | |
| R2 | 100 kΩ | |
| R3 | 470Ω | |
| R4 | 1,8 kΩ | |
| R5 | 47 kΩ | |
| R6 | 100 kΩ | |
| R7 | 100 kΩ | |
| R8 | 4,7 MΩ | |
| R9 | 4,7 MΩ | |
| R10 | 100 kΩ | |
| R11 | 150 kΩ | |
| R12 | 100 kΩ | |
| R13 | 1 MΩ | |
| R14 | 1 MΩ | |
| R15 | 680 kΩ | |
| RD | 1,8 kΩ aprox. | |

*Condensadores*

| | | |
|---|---|---|
| C1 | 470 μF | 25 V |
| C2 | 100 nF | |
| C3 | 10 μF | 16 V |
| C4 | 4,7 nF | |
| C5 | 2,2 μF | |

*Circuitos integrados*

| | | |
|---|---|---|
| IC1 | LM324 | Cuádruple amplificador operacional |
| IC2 | HEF4011B | Cuádruple puerta NAND |

*Transistor*

TR1 BCY71

*Diodos*

| | |
|---|---|
| D1 | BZX79-C6V8 |
| D2 | BA316 |
| D3 | BA316 |
| D4 | BA316 |

*Detector infrarrojos*

RPY96

*Altavoz*

LS1 AD2071/28

*Tranformador*

T1 207920

*Módulo*

M1 módulo reloj 307-402

# Tubo "Plumbicón®" miniatura para cámaras de TV portátiles

**Las cámaras de TV portátiles deben ser pequeñas, ligeras, fáciles de manejar y resistentes a la microfonía. Pueden serlo gracias a la avanzada construcción del nuevo tubo Plumbicón de 8 mm de diagonal de exploración. Además, el ahorro de energía que se obtiene con ellos es suficientemente importante como para conseguir una siempre bienvenida reducción en el peso de las baterías del equipo del cámara.**

La portabilidad es una característica esencial de las cámaras para producción electrónica fuera de los estudios y las tomas para noticieros (EEP y EGN). Para cumplimentar esta necesidad, la introducción en el mercado en 1975 del Pumbicón de 2/3 de pulgada con una diagonal de exploración de 11 mm fué un importante paso hacia la consecución de cámaras más pequeñas y ligeras. Ahora con el nuevo Plumbicón de 8 mm de diagonal de exploración, 80XQ, es posible una drástica reducción a la mitad en tamaño y peso del cabezal de la cámara, y en casi tres cuartas partes en el consumo de energía, de forma que el equipo de baterías puede ser también más ligero. Con respecto a sus características, las cámaras que utilizan el nuevo tubo igualan en todos los sentidos a sus predecesoras más grandes. Como ventaja adicional son también mucho más adecuados en equipos con grabador incorporado en una sola unidad.

## CONSTRUCCION DEL TUBO Y DE LA BOBINA DESVIADORA

La construcción del 80XQ difiere sustancialmente de los sistemas anteriores. La envoltura de vidrio, no es únicamente un receptáculo que mantiene el vacío, es un elemento estructural esencial para soportar y mantener en su lugar los electrodos principales. Exceptuando la superficie sensible (ya soportada por el cristal en los tubos precedentes) éste incluye un electrodo de enfoque electrostático, el colector y la malla. Técnicas especiales de fabricación aseguran estrechas tolerancias al receptáculo y a los electrodos, del orden de unos pocos micrómetros, asegurándose un excelente alineado. La nueva construcción proporciona otros beneficios tales como unas características más estables y la eliminación casi total de la microfonía.

Para mantener un consumo de filamento bajo y al mismo tiempo una elevada densidad de corriente de cátodo, se ha desarrollado un cátodo impregnado especial. El filamento funciona a 9 V en lugar de los 6,3 normales. De esta forma, su tensión iguala a la generalmente utilizada en las cámaras EFP y ENG y así se eliminan las pérdidas debidas a la estabilización a una tensión adicional.

El cañón electrónico es un cañón diodo mejorado con la rejilla 1 positiva con respecto al cátodo. Como no hay interacción entre los caminos seguidos por los electrones, y el potencial en la región de mayor densidad de corriente es de sólo 20 V (comparado con alrededor de 320 V en los tu-

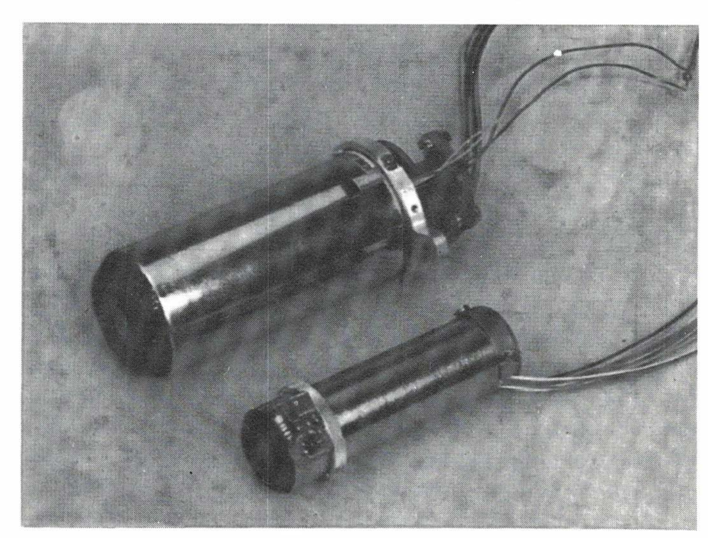


Figura 1. Tubo Plumbicón 80XQ dentro del receptáculo de la bobina desviadora junto al Plumbicón de 2/3 de pulgada y su bobina para comparación. El pequeño circuito impreso cercano a la cara frontal del 80XQ incluye el FET preamplificador y el condensador de desacoplo de la malla.

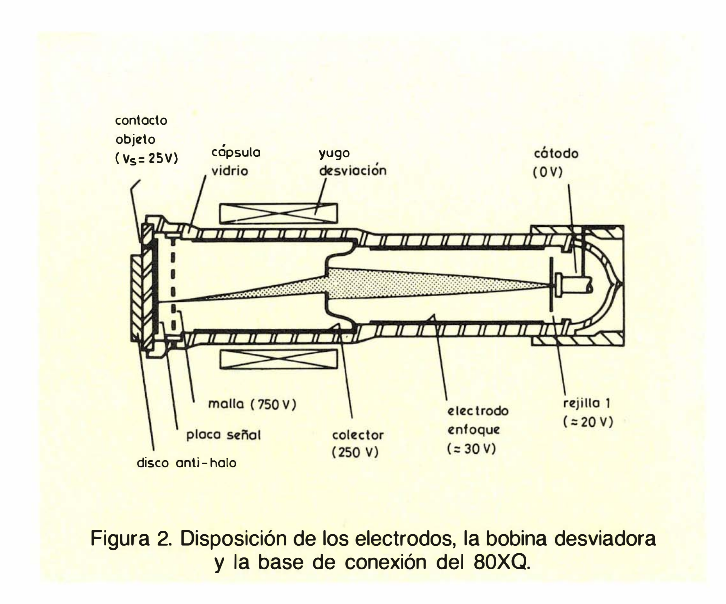



Figura 2. Disposición de los electrodos, la bobina desviadora y la base de conexión del 80XQ.

bos Plumbicón de 2/3 de pulgada y cañón diodo, XQ 2427 y XQ 3427), la temperatura y la resistencia del haz son bajas. Esto acorta el retardo de caída y proporciona una respuesta rápida.

Para minimizar el consumo de energía el haz es enfocado electrostáticamente en lugar de electromagnéticamente. El electrodo de enfoque consiste en una película metálica depositada en el vidrio. Este electrodo a unos 30 V, y el colector a 250 V, forman unas lentes aceleradoras con las que se puede conseguir un punto del diámetro necesario con una distancia menor de la que es corriente con lentes de potencial único. Tales lentes no solamente acortan el tubo, sino que en combinación con el cañón diodo, tienden también a evitar que los iones presentes contaminen el cátodo.

El colector es también una película metálica depositada. Como es muy delgada absorbe poca energía del campo deflector con lo que se consigue una buena linealidad al principio de la exploración. Además, debido a su baja tensión, la velocidad de los electrones en su interior es baja, con lo que la energía necesaria para la desviación es reducida. Un diagrama metálico en forma de cúpula que determina la entrada al colector y que forma parte de las lentes aceleradoras, restringe el haz electrónico y minimiza la aberración esférica, de forma que la agudeza en las esquinas del blanco sensible es muy semejante a la del centro. Para asegurar el mejor registro posible, las superficies bases del blanco sensible y el anillo que soporta la malla son formados simultáneamente con maquinaria de precisión de forma que la malla está situada exactamente paralela al blanco sensible. Además, gracias a la pequeñez, la malla es relativamente rígida y por lo tanto resistente a la microfonía. Esto es especialmente importante en combinaciones cámara/ grabadora en las cuales incluso las vibraciones de pequeña amplitud debidas a la cinta y al mecanismo de los cabezales pueden afectar a la calidad de la imagen.

La conexión a la malla está situada en la superficie exterior colindante del vidrio, de tal forma que no existe el riesgo de que conexiones internas largas capten interferencias procedentes de los impulsos de retroceso. Además, la malla puede ser desacoplada por medio de un condensador en el mismo circuito impreso que incluye el FET de señal situado en el plano frontal del receptáculo que contiene la bobina desviadora (ver la figura 1). A la tensión específica de la malla de 750 V, la distorsión es inferior al 0,5% y los errores del campo inferiores a 0,5 V.

El blanco sensible es de baja capacidad de salida y no cubre totalmente la cara frontal sino que es ligeramente mayor que el área de exploración. Está a 25 V en lugar de los usuales 45, para minimizar las curvaturas y distorsiones en el borde de la imagen. La conexión al mismo se efectúa a través de un área de contacto metalizada adjunta al segmento recortado del disco anti-halo.

El tubo no tiene patillas. Las conexiones del colector, del electrodo de enfoque, de la rejilla 1, del cátodo y del filamento se efectúan a través de superficies de contacto dispuestas en un manguito que engloba la base del tubo. Estas áreas hacen el contacto adecuado por medio del receptáculo que contiene la bobina desviadora y el tubo, de donde un conjunto de cables proporcionan las conexiones a los circuitos asociados. Esta construcción no solamente hace al conjunto tubo/bobina desviadora sustancialmente más corta y ligera, sino que permite que la pantalla de un-metal se prolongue bastante más que el extremo posterior del tubo con el fin de asegurar que los campos magnéticos externos no afecten al haz electrónico.

Gracias a la precisión con que están construidos el receptáculo y los electrodos depositados, no hay necesidad de utilizar bobinas o imanes de ajuste, con lo que el conjunto completo es de hecho muy simple, compacto y despejado como muestra la figura 1.

## PROPIEDADES DEL TUBO Y DE LA BOBINA DESVIADORA

La tabla 1 compara las características más significativas del 80XQ y el XQ2427 de 2/3 de pulgada. Tanto el diámetro como la longitud del nuevo tubo y su bobina desviadora son sustancialmente menores, reduciéndose el volumen desde unos 130 cm$^3$ a 30 cm$^3$ y el peso de 255 g a 65 g, debido principalmente a que la bobina es proporcionalmente más ligera. El ahorro del 66% en consumo de energía es principalmente debido al empleo de enfoque electrostático en lugar de electromagnético.

Debido a que el área explorada es menor, hay algo de pérdida de nitidez. Sin embargo, en una cámara de color con tres tubos, ésta no es tan seria como sugiere la diferencia entre el 65% y el 45% en la profundidad de modulación a 4 MHz, que figura en la tabla. Gracias al excelente alineamiento del 60XQ, la imagen en el monitor permanece excelente y no es apreciable ninguna pérdida de nitidez. (El 45% de profundidad de modulación que figura en la tabla no es, por otra parte, una apreciación totalmente exacta de las características del tubo, sino que si significa algo, es más bien pesimista. Con una imagen tan pequeña, las características de transferencia de modulación de la óptica empiezan también a jugar un papel importante. Las medidas que figuran fueron efectuadas utilizando una óptica Summicron cuya

## TABLA 1

## Datos comparativos de los tubos Plumbicon 80XQ y XQ2427

| tubo | 80XQ | XQ2427 | |
|---|---|---|---|
| yugo | DT1120 | AT1109 | |
| enfoque | electros-tático | electro-magnético | |
| diagonal de exploración | 8 | 11 | (mm) |
| longitud total | 78 | 115 | (mm) |
| diámetro del yugo | 22 | 38 | (mm) |
| masa del tubo | 15 | 25 | (g) |
| masa del yugo | 50 | 230 | (g) |
| masa total | 65 | 255 | (g) |
| potencia de filamento | 0,5 | 0,6 | (W) |
| potencia de enfoque | | 0,9 | (W) |
| potencia total | 0,5 | 1,5 | (W) |
| profundidad de modulación a 4 MHz* | 45 | 65 | (%) |
| sensibilidad | 280 | 320 | ($\mu$A/lum) |
| capacidad de salida | 3,5 | 6,5 | (pF) |
| retraso por caida despues de 60 ms** | 6,5 | 9 | (%) |

* Medida con luz verde con: $I_s/I_b$ = 100 nA/200 nA para el 80XQ, y 200 nA/400 nA para el XQ2427.

** Medida con luz verde sin iluminación de polarización con: $I_s/I_b$ = 20 nA/200 nA para el 80XQ, y 20 nA/300 nA para el XQ2427.

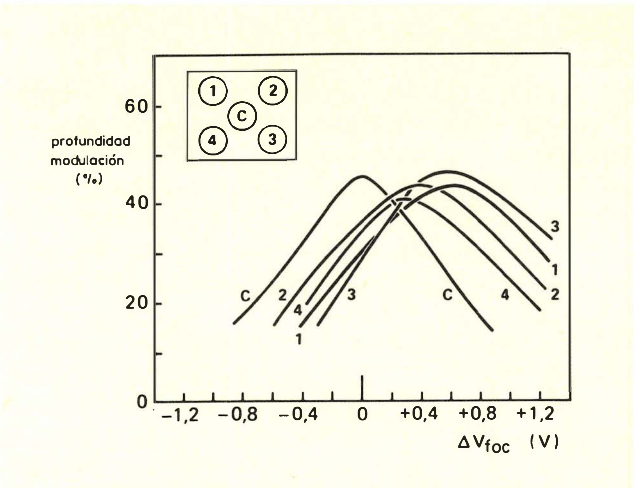



Figura 4. Profundidad de modulación en el centro y las esquinas del blanco sensible de 4 MHz, en función de la variación de la tensión de enfoque $\Delta V_{foc}$; medida con luz verde y $I_s/I_b$ = 100 nA/200 nA y con las esquinas enfocadas ópticamente.

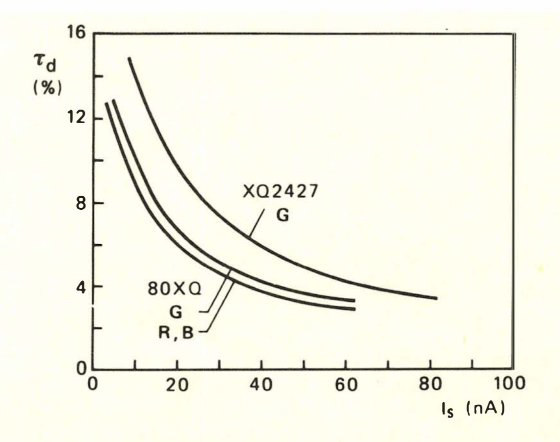



Figura 5. Retraso por caída del 80XQ y el XQ2427, después de 60 ms, en función de la corriente de señal $I_s$. Medido con $I_b$ = 200 nA (verde). 100 nA (rojo y azul) para el 80XQ; y con $I_b$ = 300 nA (verde) para el XQ2427.

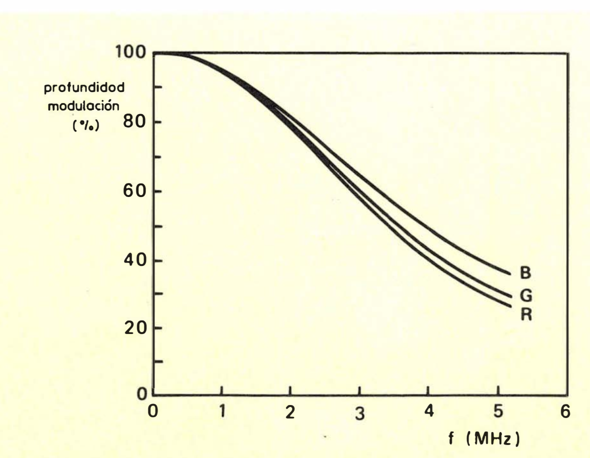



Figura 3. Función de transferencia de la modulación por onda cuadrada del 80XQ en rojo ($I_s/I_b$ = 50 nA/100nA), verde ($I_s/I_b$ = 100 nA/200 nA) y azul ($I_s/I_b$ = 50 nA/100 nA). Las curvas que se muestran no están corregidas para las características de transferencia del objetivo Summicron f/4,0 utilizado en las medidas.

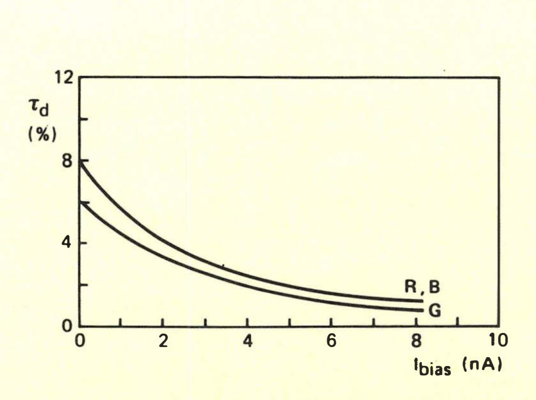



Figura 6. Efecto de la iluminación de polarización frontal en el retraso por caída del 80XQ con rojo ($I_s/I_b$ = 10 nA/100 nA), verde ($I_s/I_b$ = 20 nA/200 nA) y azul ($I_s/I_b$ = 10 nA/100 nA) $I_{pol}$ es la corriente fotoeléctrica debida a la iluminación de polarización.

característica de transferencia de modulación para una diagonal de exploración con luz verde fue del 75% a 4 MHz.

La figura 4 representa la nitidez en el centro y en las esquinas en función de las variaciones de la tensión de enfoque. Sin enfoque dinámico, la nitidez en las esquinas es un 80% de la del centro; y con enfoque dinámico, la diferencia puede ser reducida a sólo un tanto por ciento muy bajo. Una tensión de modulación de unos 0,5 V es suficiente para conseguir una buena uniformidad en la nitidez de toda la imagen.

La capa fotoconductora que conserva la profundidad de modulación del 80XQ se hace ligeramente más delgada que en los tubos grandes. Esto reduce algo la sensibilidad, pero por otra parte, la reducción de la placa de señal reduce a la mitad la capacidad del tubo dentro de su bobina desviadora y aumenta por lo tanto la relación señal-ruido. El tubo puede, por lo tanto, funcionar con señales de corriente más bajas, hasta el nivel al cual la caída por retraso resulta un factor limitador. Gracias al cañón electrónico mejorado y a la reducida capacidad del blanco sensible más pequeño, el nivel de corriente de señal limitado por la caída por retraso del 80XQ, es de alrededor de la mitad de la del tubo XQ2427 de 2/3 de pulgada.

La caída por retraso puede ser reducida aún más aplicando un nivel de luz frontal fijo (fig. 6). Como el retraso no difiere apreciablemente de un canal de color a otro, la luz puede ser ajustada para dar sensiblemente la misma corriente de polarización en los tres canales, por ejemplo de 2 a 3 nA. El 80XQ tiene suficiente reserva de haz como para permitir la aplicación de control dinámico del haz para soportar zonas muy iluminadas hasta 3 ó 4 de diafragma de sobreexposición. Debido a la baja tensión de blanco sensible y a la baja capacidad de la capa, las corrientes de señal resultantes (de 500 a 700 nA) no son lo suficientemente grandes como para imponer ningún severo requisito en las características dinámicas del preamplificador.

Con respecto a la corriente de obscuridad, el deslumbramiento, la reproducción de los colores, la perspectiva de vida y capacidad para soportar variaciones de temperatura, el 80XQ goza de las bien conocidas cualidades de todos los tubos Plumbicón.

Con respecto al alineamiento, es por lo menos igual al del XQ2427 y además posee una importante ventaja sobre este tubo. Gracias a su baja disipación es ahora posible construir cámaras de color de tres tubos en las cuales la diferencia de temperatura entre el cabezal y sus alrededores es tan pequeña que no existe ya ningún peligro de inestabilidad en el alineado.

## COMPARACIONES ENTRE CAMARAS

### Cámaras de tres tubos utilizando el 80XQ y el XQ2427.

Las cámaras de diferentes tamaños no pueden ser comparadas con precisión en todos los aspectos: Demasiados parámetros pueden variar, particularmente en la óptica, y se pueden adoptar demasiados compromisos diferentes. La comparación que resume la tabla 2 está basada por lo tanto en unas especificaciones más o menos típicas para cámaras con un margen de zoom de 12: 1 y una abertura máxima del objetivo de f / 1,7.

Sea la distancia focal de una cámara con el tubo XQ2427 de 9 a 108 mm. Para el mismo margen de zoom y el mismo ángulo de visión con el 80XQ, ésta será de 6,5 a 78 mm. Si ambas cámaras tienen que tener un objetivo del mismo diámetro, la del 80XQ podría tener una abertura de f/1,2 debido a tener una distancia focal más corta; sin embargo, el sistema de tres prismas divisores para color normal limita la abertura utilizable a f/1,4 de forma que no viene al caso elegir un objetivo mayor. El objetivo de f/1,4 en una cámara con el 80XQ tendrá un diámetro inferior al de f/1,7 en una con el XQ2427 y tendrá menos peso. En conjunto, la óptica, los tubos de cámara y las bobinas desviadoras de la cámara con el 80XQ pesarán alrededor de la mitad que la cámara con el XQ2427 (tabla 2). La reducción en volumen es suficiente como para permitir que la cámara equipada con el 80XQ pueda ser diseñada como para que el operador de la cámara pueda ver por encima de ella mientras la lleva al hombro. Esto es una característica particularmente

**TABLA 2**

**Datos comparativos de cámaras de color con tres tubos con el 0XQ y el XQ2427**

| tubo | 80XQ | XQ2427 | |
|---|---|---|---|
| margen de longitudes focales del objetivo (zoom) | 6,5 - 78 | 9 - 108 | (mm) |
| abertura del objetivo | f/1,4 | f/1,7 | |
| masa del objetivo | 1,1 | 1,6 | (kg) |
| masa de los prismas | 0,2 | 0,4 | (kg) |
| masa del tubo y el yugo (X 3) | 0,2 | 0,8 | (kg) |
| total | 1,5 | 2,8 | (kg) |
| potencia filamento | 1,5 | 1,8 | (W) |
| potencia circuitería filamento* | 0,4 | 1,5 | (W) |
| potencia enfoque | | 2,7 | (W) |
| potencia circuitería enfoque | — | 1,5 | (W) |
| total | 1,9 | 7,5 | (W) |
| relación señal/ruido | | | |
| a 600 lux, $\rho = 60\%$, y f/2 | 46,1 | 50 | (dB) |
| a máxima abertura | 52,3 | 52,7 | (dB) |

*Basado en un equipo de baterías de 12 V nominales, estabilización a 9 V de la alimentación de filamento en el 80XQ y 6,3 V en el XQ2427.

valiosa en ENG, en las que el cámara tiene a menudo que reaccionar con rapidez frente a lo inesperado. El reducido consumo de energía que muestra la tabla 2 refleja no solamente el ahorro debido a los tubos y las bobinas desviadoras sino también el debido al circuito.Los cálculos se basaron en la utilización de un equipo de baterías de 12 V nominales.

Para comparar las sensibilidades de las dos cámaras, se puede tomar una con tubos XQ2427 para tener una relación señal-ruido de 50 dB con una iluminación de la escena de 600 lux, una reflectividad ($\rho$) del 60%, y una abertura del objetivo de f/2. Bajo las mismas condiciones, la relación señal-ruido de una cámara con 80XQ está 5,5 dB por debajo debido a que el área explorada es más pequeña, y 1,2 dB porque la sensibilidad de la capa fotoconductora es inferior; sin embargo, la inferior capacidad de salida restituye 2,8 dB de esta pérdida, de forma que la señal-ruido neta es igual 46,1 dB.

Continuando con el tema podemos decir que ésta es una comparación en condiciones bajo las que el ruido es probablemente causa de problemas, es decir, a un nivel de luz bajo y una abertura del objetivo máxima. Con todo, la relación señal-ruido de la cámara con el XQ2427 con f/1,7 es 52,7 dB, y la con el 80XQ a f/1,4 es 52,3 dB.

## Comparación con una cámara con un único tubo y filtro de franjas.

Existen varios métodos usuales de separación de los colores, que utilizan un único tubo de cámara y filtro de franjas, como por ejemplo:

- sistemas con filtro de cruce en los cuales las señales de los colores se obtienen por medio de filtros paso-alto y detección de fase y amplitud;
- separación de la frecuencia de dos portadoras utilizando filtros paso-banda;
- Sistemas basados en la energía de un paso;
- Sistemas con tres electrodos;
- Sistemas con dos electrodos con filtros paso-bajos y detección de fase y amplitud;

La comparación detallada con todos estos sistemas no resulta práctica. No obstante, se puede demostrar que una cámara con tres tubos es preferible en casi todos los sentidos, por las siguiente razones:

- Su relación señal-ruido es mejor debido a que en un tubo con filtro de franjas, la luz que alcanza la capa fotoconductora es una fracción más pequeña. En los tubos con filtro de franjas con múltiples electrodos de señal hay también una interacción capacitiva entre las señales. Además, en un tubo con filtro de franjas la información de color es a menudo modulada sobre una portadora comparativamente de alta frecuencia, y cuando la profundidad de modulación es baja la contribución al ruido del preamplificador es comparativamente mayor. Para evitar el efecto "muaré" es necesario utilizar filtros ópticos de paso bajo que producen normalmente una fuerte atenuación de las señales de alta frecuencia. Si se utiliza una portadora de baja frecuencia se pierde resolución.
- El principio de muestreo de los tubos con filtro de franjas limita la resolución, sacrificando la agudeza particularmente en el rojo y el azul.
- En las cámaras con tubo con filtro de franjas, las señales de alta frecuencia de color y luminancia se interfieren entre sí, produciendo imágenes de batido que no ocurren en las cámaras con tres tubos de cámara.
- La aberración cromática residual de los objetivos zoom actuales puede producir en las tres imágenes de color de blanco sensible diferencias de tamaño que ascienden hasta 100 $\mu$s de la exploración. En las cámaras con tres tubos de cámara estas diferencias pueden ser compensadas por medio de ligeros ajustes en la exploración de cada tubo, que no son factibles en los tubos con filtro de franjas.

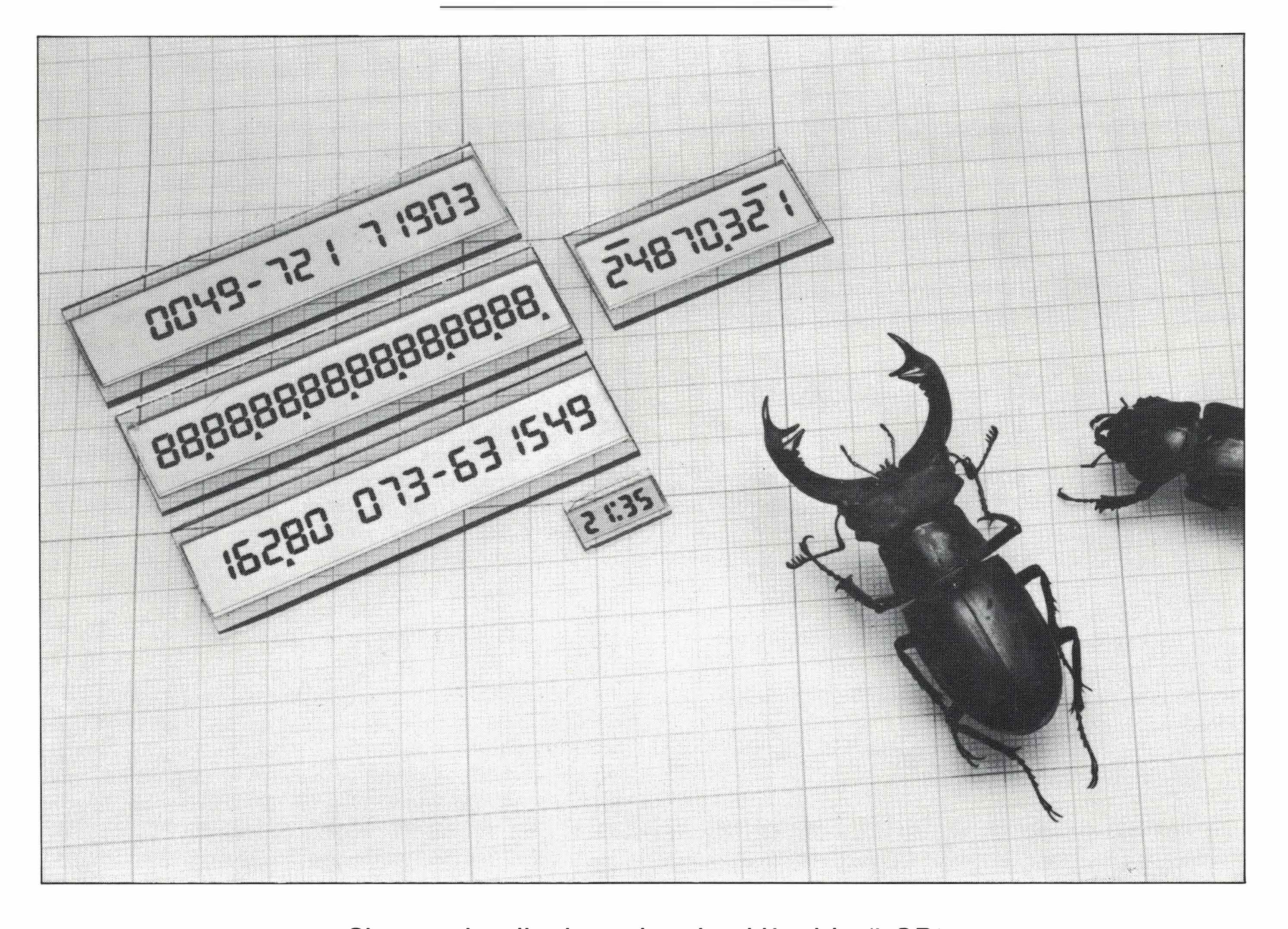
Además, en comparación con las cámaras con tres tubos 80XQ, cualquier reducción en peso o consumo de energía que pueda parecer ofrecen las equipadas con un único tubo con filtro de franjas, se comprueba que es casi ilusorio, ya que es anulada por los circuitos adicionales necesarios para la separación de los colores y el proceso de la señal.

## Conclusión.

El tubo Plumbicón 80XQ abre nuevas oportunidades de reducción de tamaño, peso y consumo de energía, particularmente en combinaciones de cámara y grabadora. La sensibilidad de tal cámara sería sustancialmente igual a la equipada con tubos de 2/3 de pulgada y sería susceptible de posterior mejora cuando los FET de bajo ruido estén disponibles. El ligero sacrificio en la resolución estática del tubo está más que compensado por su excelente alineado y por su más corta caída por retraso, de tal manera que con respecto a la resolución dinámica ésta está por lo menos a la par con sus predecesores de mayor tamaño. En comparación con las cámaras actuales que utilizan tubos de 2/3 de pulgada o un único tubo con filtro de franjas, la cámara con tres tubos 80XQ promete ser superior en casi todos los aspectos. □

# VISUALIZADORES DE CRISTAL LIQUIDO

# VIDELEC




Si necesita displays de cristal líquido (LCD) llámenos. Disponemos de la amplia gama VIDELEC de distintos formatos y distribuciones internas. Y si el display que precisa no está en nuestra gama, se lo hacemos especialmente para usted.

**Solicite información**


Miniwatt s.a.

**división comercial** **barcelona**-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e **madrid**-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00

# Circuitos integrados para visualizadores gráficos de datos

**Hasta hace poco tiempo, para implementar un terminal visualizador de TRC eran necesarios unos cien circuitos integrados. Utilizando una nueva familia de cuatro circuitos integrados LSI para controlar las funciones fundamentales, éste se puede realizar exactamente con quince.**

Los microprocesadores y los circuitos LSI han tenido un fuerte impacto sobre la capacidad e implementación de los terminales de tubos de rayos catódicos (TRC).

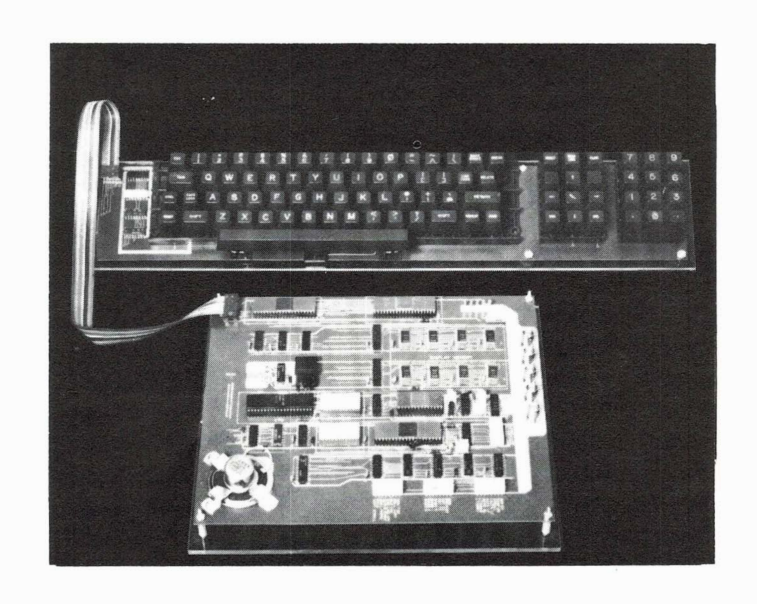
Los diseños normales, implementados con microprocesadores, se caracterizaban por la abundancia de características sofisticadas que, en principio, no eran económicamente asequibles: un diseño universal del hardware que se puede adaptar a los diferentes requisitos del usuario, simplemente variando el software o el firmware; programabilidad que proporciona terminales de usuario con la flexibilidad de ejecutar rutinas especializadas, y el almacenamiento e inteligencia local que descargan a la CPU, permitiendo la verificación y manipulación de los datos en el terminal.

Al igual que el impacto de los microprocesadores ha repercutido en las capacidades funcionales de los terminales, los avances en la tecnología de los semiconductores han revolucionado la implementación del hardware. Los diseños que antes contenían de 100 a 200 circuitos integrados, ahora se pueden realizar con pocas docenas de dispositivos LSI y MSI.

El mayor esfuerzo de los fabricantes de circuitos LSI con respecto a los terminales de TRC se ha concentrado en el área del "controlador de TRC". Estos circuitos proporcionan la secuencia de caracteres, el direccionamiento del visualizador, y las funciones de generación de sincronismos requeridas por todos los terminales. Sin embargo, estos controladores tienen que estar soportados por muchos otros circuitos externos para implementar un terminal completo.

Un conjunto de cuatro circuitos integrados LSI recientemente desarrollados combinados con CPUs estándar, pueden formar un terminal TRC completo con exactamente 15 dispositivos. Los anteriores diseños de terminal estaban basados en un circuito integrado controlador de TRC que necesitaba casi 40 circuitos integrados.

La nueva familia de circuitos integrados LSI consta de: el generador gráfico y de caracteres del visualizador 2670, el controlador de secuencias y teclado programable 2671, el controlador de comunicaciones de vídeo programable 2672, y el controlador de atributos y vídeo 2673. Al incorporarlos en un terminal de TRC, ayudan a proporcionar muchas características importantes. Por ejemplo, siempre está disponible un formato de visualizador que contiene 24 ó 25 filas de caracteres. También hay caracteres alfanuméricos ASCII, 32 símbolos especiales, gráficos de bloque y de línea delgada, un cursor, tres modos de operación, cinco atributos visuales y un acoplamiento en serie compatible con RS-232.



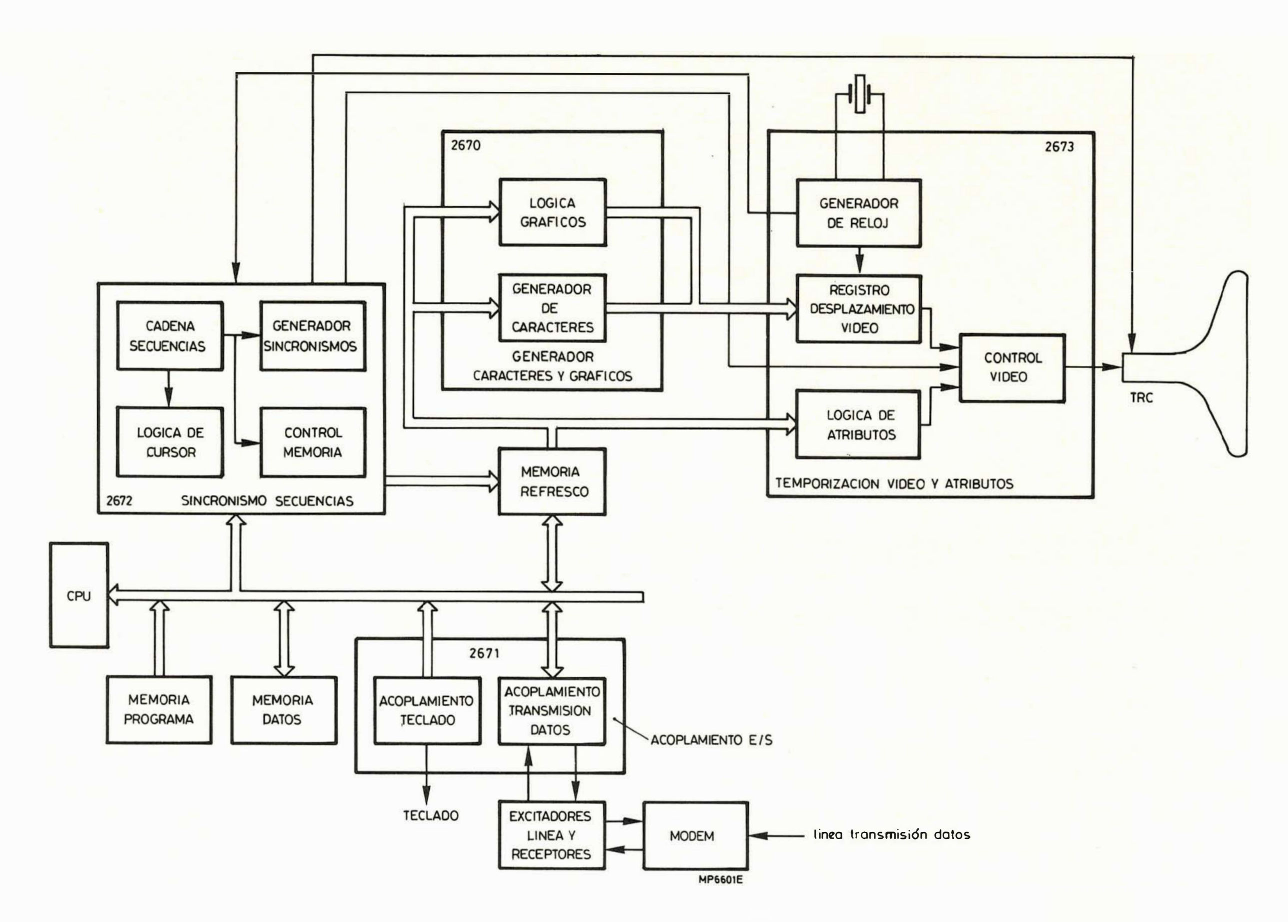



Figura 1.- Un terminal de TRC típico basado en microordenador consta de cuatro secciones principales, cada una de las cuales ahora está integrada en un único chip.

## DISTRIBUCION DE FUNCIONES

En un terminal TRC típico basado en microordenador (fig. 1), la CPU examina las entradas de la línea de transmisión de datos y el teclado y coloca los datos que van a ser visualizados en una memoria de visualización intermedia (RAM), la cual mantiene los datos para una carga de pantalla sencilla o múltiple (página) o para una simple fila de caracteres. Los terminales inteligentes comienzan con la misma base, pero necesitan circuitos adicionales para proporcionar más características y posibilidades.

La mayor función del bloque de temporización y generación de sincronismos de la figura 1 es generar las señales de sincronismo horizontal y vertical requeridas para producir la trama en el tubo de rayos catódicos (TRC). Este bloque también genera la dirección de la memoria de visualización en sincronismo con el barrido del TRC y de acuerdo con un determinado formato (caracteres por fila, líneas barridas por fila, y filas por pantalla), genera una señal de cursor en la posición de barrido adecuada y genera las señales de borrado durante el retroceso.

En su forma más simple, el bloque de acoplamiento de E/S proporciona un acoplamiento a un teclado para identificar la tecla apretada y el enlace de comunicaciones en serie, que normalmente trabaja en un modo asíncrono, entre el terminal y el ordenador incluido. Aunque estas funciones se pueden programar mediante el sistema de CPU terminal, pasándolas a controladores inteligentes menos cargados que la CPU, se pueden proporcionar más prestaciones con un pequeño costo adicional. El circuito lógico de gráficos y el generador de caracteres convierten los datos almacenados en la memoria de visualización en modelos de puntos, línea por línea, requeridos para visualizarlos en el TRC.

La sección de atributos y temporización de vídeo de la figura 1 contiene los circuitos de alta velocidad (velocidad de puntos) necesarios para convertir los datos en paralelo de los circuitos de lógica de gráficos y de generación de caracteres en el haz de vídeo en serie requerido por el TRC. Contiene también circuitos para añadir atributos de visualización tales como parpadeo, intensidad alta/baja, vídeo inverso (negro sobre blanco) y para alinear el haz de vídeo.

La familia de circuitos integrados Signetics contiene cuatro dispositivos cuyas funciones corresponden totalmente a los cuatro principales bloques del terminal de TRC descrito. Se han distribuido los circuitos de modo que cada circuito integrado se pueda utilizar independientemente de los otros. Se dispone de algunos métodos alternativos para implementar el acoplamiento de la memoria de visualización, de modo que el hardware pueda adaptarse a las necesidades del sistema. Estos circuitos proporcionan un complemento total de las capacidades programables y minimizan la circuitería de soporte.

Abreviaciones utilizadas en las figuras

| | |
|---|---|
| ABLANK | atributo de borrado |
| ABLINK | atributo de parpadeo |
| ACD | visualización control atributo |
| AFLAG | indicador atributo |
| AMODE | modo atributo |
| ARVID | atributo video inverso |
| AUL | atributo de subrayar |
| BACK | reconocimiento de barra |
| BCE | desinhibición memoria intermedia |
| BEXT | control barra externa |
| BKGND | intensidad fondo |
| BLK CUR | cursor borrado |
| BREQ | control de petición de barra |
| BLANK | borrador pantalla |
| CA | dirección caracter |
| CBLANK | borrador compuesto |
| CC | control reloj de carácter |
| CCLK | reloj de carácter |
| CE | desinhibición circuito |
| CPU | unidad central de proceso |
| CR/LF | retorno automático de carro/línea libre |
| CS | selección circuito |
| CSTROBE | destello carácter |
| CTRL | control |
| CTS | borrar para enviar |
| CURSOR | sincronismo cursor |
| D | entrada datos (salida) |
| DADD | dirección visualizador |
| DB | bit datos |
| DCLK | reloj de punto |
| GM | modo gráficos |
| HDX/FDX | semi-duplex/duplex total |
| HSYNC | sincronismo horizontal |
| INTA | reconocimiento dirección |
| INTR | petición interrupción |
| IR | registro de inicialización |
| KC | exploración columna teclado |
| KR | exploración fila teclado |
| KRET | retorno de tecla |
| LA | dirección línea |
| LL | última línea |
| LNZ | línea cero |
| LPL | línea de lápiz de luz |
| ODD | campo impar |
| OE | desinhibición salida |
| ON/LOC | conexión línea/local |
| PBREQ | petición barra microprocesador |
| POP/SOFT | selección modo rollo |
| PRTY | bit paridad |
| RD | destello lectura |
| RDB | memoria intermedia datos lectura |
| REPEAT | tecla petición (15 pulsaciones/s) |
| RTS | petición para enviar |
| RxC | reloj receptor |
| RxD | datos receptor |
| SCD | inhibe carácter seleccionado |
| SHIFT | tecla desplazamiento |
| TTLVID1 | video sin elevada luz |
| TTLVID2 | video con elevada luz |
| TxD | transmisor datos |
| UART | emisor y receptor asíncrono universal |
| VAC | controlador atributos y video |
| VSYNC | memoria intermedia de datos escritura |
| WE | desinhibición escritura |
| WR | destello escritura |
| XCTS | borrar para enviar extensión |
| XINTR | interrupción externa |
| XRxD | datos receptor, extensión |
| 50/60 | 50 Hz/60Hz |

## CONTROLADOR DE SINCRONISMOS 2672

El controlador de sincronismos de vídeo, 2672, es un dispositivo programable diseñado para terminales de TRC con exploración de trama y sistemas de visualización. Genera las señales de sincronismo horizontal y vertical necesarias para la visualización de datos entrelazados o no entrelazados en un TRC. Además, el 2672 proporciona direccionamiento a una memoria intermedia de visualización especificada por el usuario y controla el acoplamiento intermedio entre la CPU y el visualizador para diversos modos de configuración de la memoria intermedia. Las características programables incluyen el formato de pantalla (caracteres/fila, filas/pantalla, líneas de barrido/fila), parámetros de sincronismo vertical y horizontal, tipo de cursor (bloque o en línea) y velocidad de parpadeo, operación entrelazada o no entrelazada, y caracteres de altura normal o doble.

El 2672 puede producir interrupciones basadas en diversas condiciones internas. Utilizando estas interrupciones, o compartiendo el registro de estado equivalente, se implementan las características de visualización tales como direccionamiento no consecutivo de la memoria intermedia (para operación de pantalla dividida), múltiples cursores, rollo vertical y horizontal, y rollo vertical lento.

Una de las características de tecla del 2672 es su soporte de cuatro configuraciones comunes de acoplamiento de la memoria intermedia de visualización; modos independiente, transparente, compartido y de memoria de almacenamiento de fila. Los primeros tres modos utilizan una memoria RAM de una o varias páginas para transferir los datos del visualizador de la RAM a la CPU. El modo de memoria de almacenamiento de fila hace uso de una única memoria de fila (que puede ser un registro de desplazamiento o una RAM pequeña) que es actualizada en tiempo real con el fin de contener los datos de visualización adecuados.

La configuración del acoplamiento entre CPU y RAM para el modo independiente (figura 2) transfiere los datos entre la CPU y la memoria del visualizador a través de registros de E/S con almacenamiento temporal bidireccional. Esta configuración está controlada por la señal de la memoria de almacenamiento de los datos de lectura, la señal de la memoria de almacenamiento de los datos de escritura y la señal de desinhibición de la memoria de almacenamiento del 2672. La CPU no direcciona directamente la memoria; la operación de lectura o escritura se realiza en la dirección contenida en el registro de direcciones del cursor del 2672 o en el registro de dirección del puntero (como especificado por la CPU). El 2672 efectúa la transferencia de datos durante los intervalos de borrado para evitar el desorden visual de los datos visualizados.

La CPU realiza la transferencia de datos proporcionando tres órdenes al 2672:

- lectura/escritura en la dirección del puntero;
- lectura/escritura en la dirección del cursor (con incremento opcional de la dirección);
- escritura desde la dirección del cursor a la dirección del puntero.

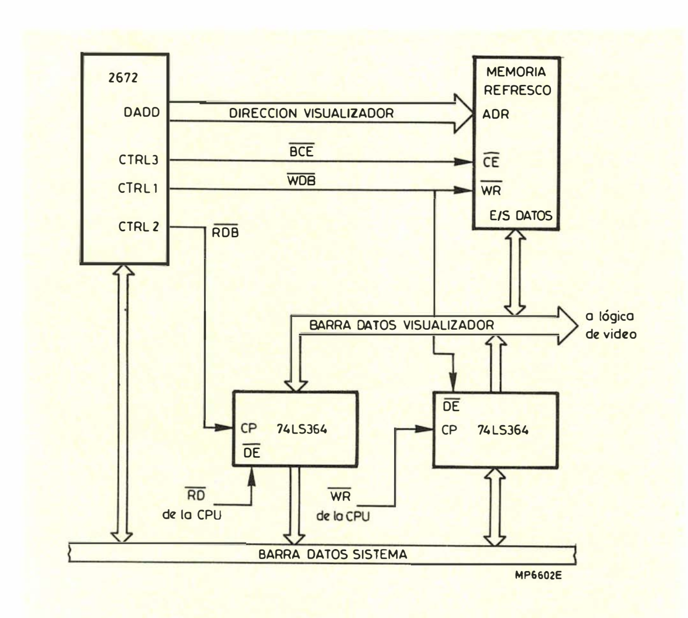



Figura 2.- El 2672 soporta cuatro conexiones de acoplamiento comunes de memoria intermedia del visualizador. Aquí trabaja en el modo de memoria intermedia independiente para transferir datos entre la CPU y la memoria de visualización a través de un registro de E/S bidireccional.

La tabla 1 detalla las secuencias de operación para una operación de escritura en memoria y de lectura de memoria. La carga de los datos en un bloque de memoria de visualización se efectúa a través de la orden "escribe desde el cursor hasta el puntero" como describe la tabla 2. Se pueden implementar secuencias similares sobre una base de interrupción-excitación utilizando la salida de interrupción READY del 2672 para informar a la CPU que se ha completado una orden pedida anteriormente.

Son posibles dos secuencias de temporización para las órdenes de lectura/escritura en el cursor/puntero. Si se da la orden durante el intervalo de visualización activa (definido como primera línea de barrido de la primera fila de caracteres para la última línea de barrido de la última fila de caracteres), la operación tiene lugar durante el próximo intervalo de retroceso horizontal. Si se da la orden durante el intervalo de retroceso vertical, o mientras el visualizador ha sido borrado, la operación tiene lugar inmediatamente.

Para la operación de escribir desde el cursor hasta el puntero, la salida BLANK (borrado) del 2672 es fijada automáticamente y permanece fijada hasta que el intervalo de retorno siga completando la orden.

La velocidad con que se carga la memoria es una posición por dos tiempos de carácter, más una pequeña cantidad de tiempo adicional.

En los modos de memoria transparente y compartida, la memoria RAM intermedia del visualizador es una parte del dominio de memoria de la CPU y está direccionada directamente por la CPU. Ambos modos utilizan las mismas configuraciones de hardware con la CPU accediendo a la memoria intermedia del visualizador a través de excitadores de tres estados (figura 3). La señal de control de petición de barra del procesador (PBREA) informa al 2672 que la CPU está pidiendo acceso a la memoria intermedia del visualizador. Como respuesta a esta petición, el 2672 realiza reconocimiento de barra (BACK) hasta que la salida externa de la barra ha liberado la dirección del visualizador y las barras de datos para el acceso a la CPU. La señal BACK, que se puede utilizar como entrada de mantenimiento a la CPU, pasa

**TABLA 1**

**Secuencias operacionales del 2672**

*Operación de escribir en memoria:*

1. La CPU carga los datos que hay que escribir en la memoria de visualización en el registro temporal de acoplamiento.
2. La CPU escribe la dirección de destino en el cursor del 2672 o registros puntero.
3. La CPU comprueba el bit de estado RDFLG del 2672 para asegurar que se ha completado cualquier operación previa.
4. La CPU envia una orden de escribir en el cursor con/sin incremento o de escribir en el puntero al 2672.
5. El 2672 niega RDFLG, saca la dirección especificada, y genera las señales de control para realizar la operación pedida. Los datos son copiados del registro temporal de acoplamiento en la memoria.
6. El 2672 fija su estado RDFLG para indicar que se ha completado la operación de escritura.

*Operación de lectura de memoria:*

1. La CPU escribe la dirección fuente en el cursor del 2672 o registros puntero.
2. La CPU comprueba el bit de estado RDFLG del 2672 para asegurar que se ha completado cualquier operación previa.
3. La CPU envia una orden de lectura en el cursor con/sin incremento o de lectura en el puntero.
4. El 2672 niega RDFLG, saca la dirección especificada, y genera señales de control para realizar la operación de lectura. Los datos son copiados de la memoria al registro temporal de acoplamiento y el 2672 fija su estado RDFLG para indicar que se ha completado la operación.
5. La CPU comprueba el estado RDFLG para ver si se ha completado la lectura.
6. La CPU lee los datos del registro temporal de acoplamiento.

**TABLA 2**

**Operación de escritura del cursor al puntero del 2672**

1. La CPU carga los datos a escribir en la memoria de visualización en el registro temporal de acoplamiento.
2. La CPU escribe la siguiente dirección del bloque de memoria en el registro de dirección del cursor del 2672 y la dirección de editar del bloque en el registro de dirección del puntero.
3. La CPU comprueba el bit de estado RDFLG para asegurar que ha sido completada cualquier operación previa.
4. La CPU envia al 2672 una orden de escritura del cursor al puntero.
5. El 2672 niega RDFLG y saca las direcciones de bloque y las señales de control para copiar los datos del registro temporal de acoplamiento en el bloque especificado de la memoria.
6. El 2672 fija su estado RDFLG para indicar que se ha completado la escritura del bloque.

entonces a cero para indicar que la CPU puede acceder al amplificador intermedio.

En el modo transparente, el 2672 retarda la transferencia desde la memoria intermedia a la CPU hasta un intervalo de borrado horizontal o vertical, causando con ello una mínima perturbación del visualizador. En el modo compartido, el 2672 borrará el visualizador y permitirá el acceso inmediato a la CPU. Cuando está implementado en el modo amplificador de fila (figura 4), el 2672 detiene la CPU y entra directamente en memoria la próxima fila de caracteres de datos desde la memoria a la memoria intermedia de fila durante la primera línea de barrido (línea 0) de cada fila de caracteres. Entonces el 2672 desinhibe la CPU y visualiza los datos de la memoria intermedia de fila para el número programado de líneas de barrido. La señal de control de petición de barra (BREQ) informa a la CPU que la señal de control de la barra de memoria y de dirección de carácter (MBC) comenzarán en el próximo flanco de caída de BLANK.

La CPU tiene que desinhibir las barras de datos y de direcciones antes de este instante para evitar la conexión de la barra. Después de que se ha transferido la fila de datos de carácter a la CPU, BREQ vuelve a estado alto para conceder el posterior control de memoria a la CPU.

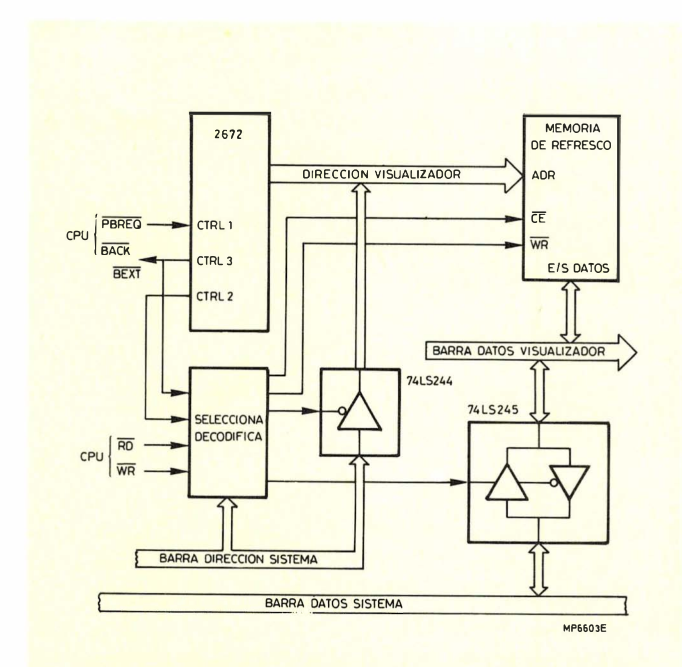



Figura 3.- Tanto el modo de memoria intermedia transparente como el compartido utilizan esta configuración de hardware del 2672, con la CPU accediendo a la memoria intermedia del visualizador a través de excitadores de tres estados.

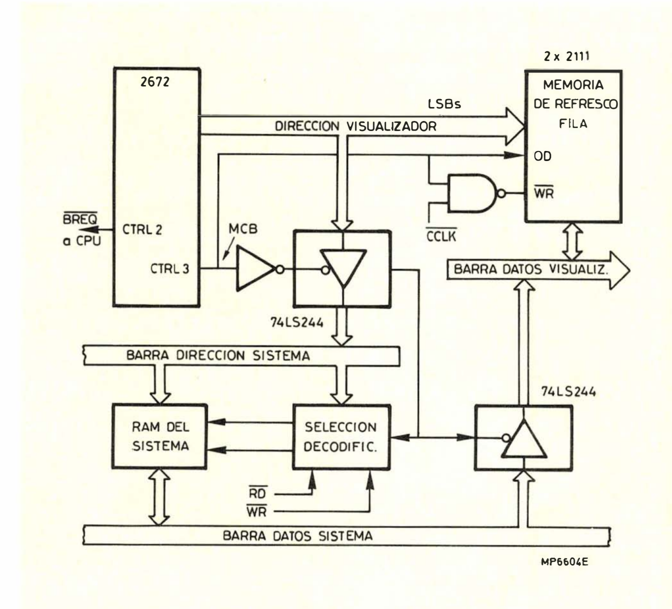



Figura 4.– Con el hardware implementado en el modo de memoria intermedia de fila, el 2672 detiene a la CPU y accede directamente a la memoria la próxima fila de datos de caracter durante la primera línea de exploración (línea 0) de cada fila de carácter.

## CONTROLADOR DE COMUNICACIONES Y TECLADO 2671

El controlador programable de comunicaciones y teclado es un acoplamiento a teclado versátil y funciona también como un controlador de comunicaciones asíncrono. La sección del controlador de teclado proporciona exploración, efecto anti-rebote, y codificación para teclados capacitativos o mecánicos. Puede manejar hasta 128 teclas, con cualquiera de los cuatro modos de desplazamiento de la imagen programables. Una memoria ROM programable por máscara proporciona cuatro niveles de codificación de tecla correspondientes al desplazamiento separado y a las combinaciones de entrada de control. Un registro de estado del teclado de ocho bits transmite la información de estado a la CPU. Las características programables incluyen modo de desplazamiento sucesivo de la imagen, velocidad de exploración y tiempo de antirebote, operación codificada o no codificada, y operación de repetición automática.

Las secciones de comunicaciones del 2671 son un emisor y receptor asíncrono universal (UART). El receptor acepta datos de entrada en serie y los convierte en caracteres de datos en paralelo. Simultáneamente, el emisor acepta datos en paralelo procedentes de la barra de datos de la CPU y los envia en serie.

Se pueden programar las longitudes de carácter a 5, 6, 7, u 8 bits (sin incluir los bits de paridad, de inicio y paro). Se puede utilizar un generador interno de la velocidad de transmisión en baudios que funciona a partir de un reloj externo o directamente de un cristal, para derivar uno de los 16 relojes receptores y/o transmisores. Un registro de estado de comunicaciones de ocho bits proporciona información de entrada a la CPU.

El 2671 tiene un registro máscara de interrupciones que desinhibe selectivamente el teclado y los bits de estado de comunicaciones para generar interrupciones. Hasta recibir un reconocimiento de interrupción, un vector de interrupción con prioridad programable por máscara entrará en la barra de datos, reflejando la fuente de la interrupción. Las fuentes de interrupción sólo se pueden determinar leyendo un registro de interrupción.

## GENERADOR GRAFICO Y DE CARACTER 2670

El 2670 es un generador de caracteres y gráficos en visualizadores de línea seleccionada programable por máscara. Contiene 128 caracteres de 10 x 9 colocados en una matriz de 10 x 16, y pueden desplazar caracteres que normalmente se extienden por debajo de la línea base (j, y, g, p y q); efectivamente, las nueve líneas activas son desplazadas dentro de la matriz para compensar la posición de los caracteres.

Se utilizan siete bits de un código de dirección de 8 bits para elegir uno de los 128 caracteres disponibles. Los ocho bits actúan como una señal de desinhibición. Cada carácter está definido por un modelo de unos y ceros lógicos almacenados en una matriz de 10 x 9. Cuando se aplica un determinado código de dirección de línea binaria de 4 bits, en la salida aparece una palabra de 10 bits en paralelo.

Las salidas se pueden elegir secuencialmente, proporcionando una secuencia de 9 palabras de 10 bits por palabra en paralelo para cada carácter seleccionado por las entradas del código de dirección. Como las entradas de dirección de línea están secuencialmente direccionadas, el 2670 colocará automáticamente el carácter de 10 x 9 en una de las dos posiciones pre-programadas sobre la matriz de 16 líneas con las posiciones definidas por las entradas de dirección de 4 líneas. Se pueden utilizar una o más de las 10 salidas en paralelo como señales de control para desinhibir selectivamente funciones tales como el desplazamiento de medio espacio.

El 2670 contiene registros de almacenamiento temporal para almacenar la dirección del carácter y los datos de dirección de línea. Se tiene una entrada de control para inhibir la salida de los datos de carácter para ciertos grupos de caracteres. El 2670 incluye también la posibilidad de gráficos, donde el código de carácter de 8 bits es traducido directamente a los 256 modelos posibles de gráficos programables por el usuario. Así, el 2670 puede generar datos para 384 modelos distintos (caracteres); 128 definidos por la ROM programable por máscara más 256 que son programables por el usuario.

## SECUENCIAS DE VIDEO Y ATRIBUTOS 2673

El controlador de atributos y de vídeo 2673 está diseñado para terminales de TRC explorados por trama y sistemas de visualización. Contiene un registro de desplazamiento de alta velocidad, atributos lógicos de carácter y de campo, registro temporal de atributos, lógica del formato del cursor y control de desplazamiento de medio punto, y se puede programar para un fondo de pantalla iluminado u oscuro.

Las posibilidades de atributo visual del 2673 son vídeo inverso, carácter lleno, parpadeo, subrayado, lapiz de luz. Cada atributo tiene una entrada de control separada que es almacenada internamente cuando se mantiene la entrada AFLAG. Una segunda entrada de control (AMODE) determina si los atributos se aplican sólo durante un instante de carácter (modo de carácter) o permanecen válidos hasta que un nuevo conjunto de atributos es cargado (modo de campo). Los atributos están memorizados dos veces internamente de modo que los atributos de campo se pueden extender a través de los límites de la fila de caracteres, eliminando la necesidad de comenzar cada fila con un juego de atributos.

La frecuencia de puntos horizontales es el elemento básico de entrada de secuencias al 2673. Internamente, esta frecuencia es dividida para proporcionar una salida de reloj de caracteres para la sincronización del sistema. Diez bits de datos de puntos están cargados en paralelo en el registro de desplazamiento de vídeo sobre cada límite de carácter. Los datos de vídeo se sacan sobre tres salidas a la frecuencia del punto. La salida vídeo es una señal de tres niveles que representa las intensidades baja, media y alta. Las tres intensidades están codificadas también sobre dos salidas de vídeo compatibles con TTL (patillas 29 y 30).

## CARACTERISTICAS Y FUNCIONAMIENTO DEL TERMINAL DE TRC

Utilizando la nueva familia de circuitos LSI, se requieren sólo 15 circuitos integrados para un terminal de TRC. La implementación completa incluye toda la codificación de teclado y la conversión de nivel RS-232 para el acoplamiento en serie (figura 5).

A pesar de este bajo número de circuitos integrados, el terminal proporciona muchas características importantes que incluyen:

- Un formato de visualización que contiene 24 ó 25 filas de caracteres y 80 caracteres por fila.
- Un formato de carácter que consta de un carácter de matriz de 7 x 9 puntos en un bloque de 9 x 12 caracteres, 96 caracteres alfanuméricos ASCII, 32 símbolos especiales, gráficos de bloque, y un conjunto de caracteres para dibujar líneas.
- Un cursor capaz de subrayar una operación de cursor de bloque y parpadeo opcional.
- Un teclado no codificado que tiene 128 teclas (máximo), incluyendo las teclas de control de cursor y un teclado numérico.
- Un acoplamiento en serie compatible con RS-232 que tiene posibilidad semi-dúplex o duplex completo, 16 baudios de velocidad con generador de la velocidad de entrada de bits, y opciones de transmisión de caracteres y de bloque.
- Tres modos de operación: normal, transparente (visualizadores gráficos y caracteres de control), y página o rollo con rollo lento opcional.
- Cinco atributos visuales: parpadeo, vídeo inverso, elevada luz, subrayado, y no visualizar.

Para minimizar los requisitos del hardware, este diseño utiliza el modo de memoria intermedia independiente del 2672. El doble registro de acoplamiento a la memoria intermedia del visualizador de 2K x 8 es a través de un

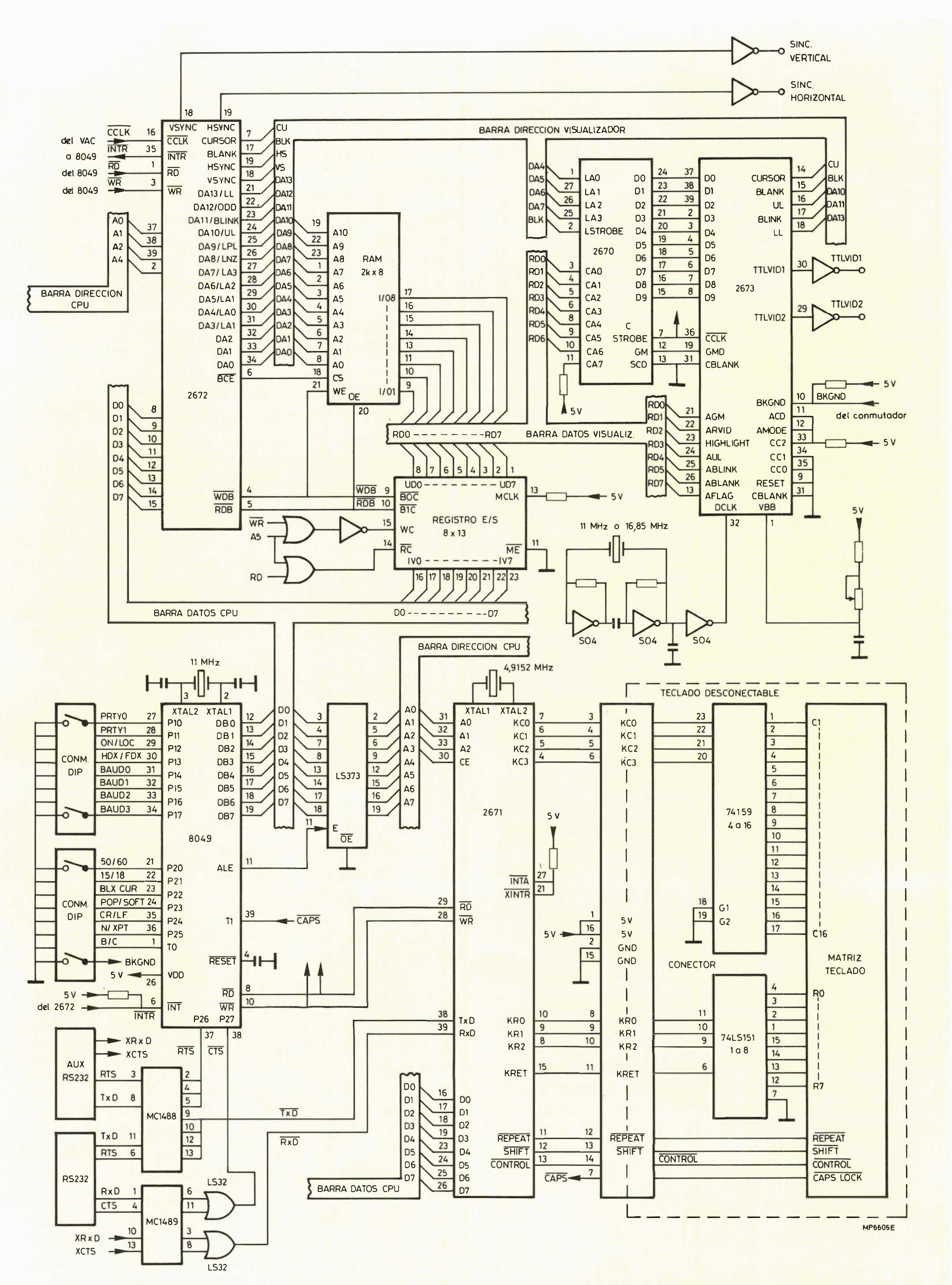



Figura 5.- Este terminal de TRC sólo requiere 15 circuitos integrados; están incluidos tanto la codificación del teclado como la conversión de nivel RS-232 para el acoplamiento serie.

registro de almacenamiento temporal bidireccional 8 X 31 tal como el 74 LS374 si no requiere la CPU para leer el contenido de la RAM.

El 2672, respondiendo a las órdenes de la CPU, controla completamente la transferencia de datos entre la CPU y la memoria de visualización y evita interferencias en la visualización, realizando el acceso a la memoria de visualización sólo durante los intervalos de borrado. Para actualizar el visualizador, el 2672 está instruido para borrar el visualizador y realizar la transferencia de datos inmediatamente y de forma continua. Una interrupción del 2672 informa a la CPU de cuando se ha completado una operación.

El 2672 direcciona la memoria intermedia del visualizador, que contiene tanto los datos de caracteres como de atributos. El software identifica un octeto de atributo fijando el bit 7 del octeto a un "1" lógico. Las salidas de datos de la RAM se aplican al 2670 que proporciona la información de los puntos de carácter, y al 2673.

El 2673 está cableado para trabajar en el modo de atributos de campo para esta operación. Un carácter de atributo ocupa una posición de pantalla pero no es visualizado a menos que esté asegurada la entrada del 2673. Cuando el bit 7 en el bus de datos de la RAM es 1, el octeto de atributos está almacenado temporalmente en el 2673, comenzando un nuevo campo de atributos. Como los atributos son doblemente retenidos en el 2673, solamente es necesario un octeto (en cualquier posición de carácter) para especificar un campo.

El 2673 pasa a formato serie los datos de punto del 2670 en un tren de datos de 17,5 MHz para el monitor. Las dos salidas de vídeo de nivel TTL proprocionan tres niveles de vídeo: negro, blanco y gris.

El 2671 proporciona el enlace de comunicación de datos asíncrono a una de las 16 velocidades de transmisión que se puede elegir. El 2671 direcciona un decodificador de 4 a 16, 74159, para excitar un teclado con una matriz de 16 x 8. Las pulsaciones de tecla se detectan en la entrada KRET de un multiplexor 8 a 1, 74LS151. Cada pulsación de tecla sin rebote es codificada de acuerdo con los estados de las entradas SHIFT y CONTROL y presentada a la CPU. Las funciones de repetición y repetición automática son procesadas automáticamente por el 2671.

El programa de operación para este terminal está contenido en la memoria ROM interna del microordenador 8049, el cual también proporciona la memoria RAM requerida por el programa del sistema. Como la mayoría de las características de los terminales están confeccionadas por microprogramación cableada, el tamaño de la ROM puede aumentarse interna o externamente para soportar funciones adicionales.

## Distribución de la memoria intermedia y rollo

Los 2K octetos de memoria intermedia disponible en el terminal están distribuidos como sigue (todas las direcciones están en hexadecimal):

- 0000 a 004F, datos visualizados para la fila 25, línea de estado.
- 0,050 a 007F, no se utiliza
- 0080 a 07FF, datos visualizados para filas uno a 24.

Los registros de primera dirección del amplificador visualizador y última dirección del amplificador visualizador del 2672 están cargados con los valores 0080 y 07EF respectivamente, haciendo que esta parte de la memoria RAM actue como una memoria intermedia circular. Los datos del visualizador están organizados inicialmente en la RAM de la siguiente forma:

- 0080 a 00CF, datos fila 1
- 00D0 a 011F, datos fila 2

—

- 07B0 a 07FF, datos fila 24
- 000 a 004F, datos fila 25 (línea de estado)

Si se requiere una operación de rollo, la CPU cambia el valor en el registro de inicio de pantalla del 2672 desde 0080 a 00D0. Esto efectivamente desplaza los datos visualizados una fila hacia arriba. Al buscar la última dirección especificada de la memoria intermedia (que ahora es el último caracter de la fila 23), el 2672 cambia automáticamente la secuencia de dirección para resumir el comienzo en 0080 para 24[aba] fila. Los datos del visualizador están organizados ahora de la siguiente forma:

- 00D0 a 011F, datos fila 1
- 0120 a 016F, datos fila 2

– – – – –

- 07B0 a 07FF, datos fila 23
- 0080 a 00CF, datos fila 24
- 0000 a 004F, datos fila 25 (línea de estado)

La CPU puede eliminar los datos previos en las posiciones 0080 a 00CF de modo que aparezca una fila borrada en la posición 24.

Los datos de la línea de estado (fila 25) se mantienen en una sección separada de la RAM para eliminar el movimiento de los datos siempre que ocurra la operación recién descrita de rollo. Así, el 2672 debe estar instruido para cambiar su secuencia de dirección al comienzo de la fila 25. Esto se cumple con la posibilidad de fila interrumpida - pantalla dividida del 2672.

El registro de fila interrumpida - pantalla dividida, IR10, es puesto a su valor inicial para proporcionar una interrupción al comienzo de la fila 24. La CPU responde a esta interrupción pasando el valor en el registro de inicio de pantalla a 000. El 2672 utiliza entonces este valor como la dirección de inicio de la próxima fila (25[aba]), haciendo que la línea de estado aparezca visualizada en esta posición. La CPU debe volver a cargar el registro de inicio de pantalla –antes de los extremos del intervalo de borrado vertical– con el valor correcto para que el primer carácter sea visualizado en la pantalla.

## Consideraciones básicas del software

El software para un terminal TRC basado en microordenador está internamente ligado a la configuración del hardware del sistema y sus características. Si se desea una operación de excitación interrumpida,el diseño del hardware/software del sistema debe ser capaz de priorizar las interrupciones de modo que el sistema realizará correctamente las interrupciones de las diferentes fuentes.

En un sistema típico, hay tres fuentes de interrupción: el teclado, el acoplamiento de comunicaciones, y el controlador de secuencias de vídeo. (A este último hay que asignarle normalmente la máxima prioridad ya que su pronta interrupción puede dar como resultado perturbaciones visibles en el visualizador). Las interrupciones de comunicación digital y de teclado pueden, en muchos casos, absorber algún retardo de tiempo antes de entrar en servicio ya que incluyen uno o más niveles de la memoria de almacenamiento de datos.

Después de conectar el microprocesador del terminal realiza primero una rutina de inicialización del sistema en cinco partes:

- borra la memoria RAM de "apuntes" del microordenador;
- inicializa al controlador CRT para el formato de pantalla deseado, parámetros de temporización del monitor, parámetros del cursor y dirección de inicio del visualizador;
- borra el visualizador de TRC cargando un código de no visualizar (normalmente un espacio ASCII, 20 hex) en la memoria intermedia;
- inicializa el teclado y el acoplamiento en serie,
- lee cualquier conmutador de modo (por ejemplo, semiduplex o duplex total, velocidad de transmisión, tipo de cursor, etc.) y fija los parámetros del sistema de la forma requerida.

El procesador puede ahora desinhibir sus interrupciones y esperar en un bucle hasta que se reciba una interrupción. Cuando esto ocurre, el procesador determina primero la fuente de la interrupción y realiza entonces la operación del sistema requerida.

Una interrupción del controlador de secuencias del TRC normalmente indica que se necesita alguna operación para la siguiente operación de refresco de pantalla. Por ejemplo, el 2672 puede proporcionar una interrupción de pantalla dividida para indicar que una nueva dirección debe ser cargada en sus registros de inicio de pantalla si la próxima fila de caracteres va a ser visualizada a partir de una dirección de memoria diferente de la próxima secuencia. La CPU puede realizar esta interrupción dentro de un tiempo finito con el fin de que el visualizador trabaje correctamente.

Una interrupción del acoplamiento de teclado puede ser un carácter visualizable o una función de control. Los caracteres visualizables se transmiten normalmente al ordenador incorporado y pueden ser introducidos también en la memoria intermedia para ser visualizados en el terminal. Algunos caracteres de control, tales como teclas de control de cursor o códigos de error del teclado, sólo causan acciones locales, mientras que otros requieren transmisión al ordenador incorporado.

Una interrupción del acoplamiento de transmisión de datos también puede ser un carácter visualizable o un carácter de control del sistema. En cualquier caso, el microprocesador debe determinar el tipo de carácter y realizar la operación necesaria del sistema.

Debido a que el microordenador 8049 del terminal proporciona sólo un nivel de interrupción, no se debe utilizar un diseño de software totalmente excitado por interrupción. El único nivel de interrupción es asignado al 2672 para proporcionar la interrupción de pantalla dividida descrita e implementar la característica de rollo lento. Las funciones de comunicación de datos y de teclado son realizadas compartiendo el registro de estado del 2671. Tanto el acoplamiento de teclado como el receptor UART son memorizados dos veces en el 2671, evitando un exceso incluso si ellos no son atentidos inmediatamente.

En la puesta a cero del sistema, se inutilizan las interrupciones del 8049, se borran a cero tanto la memoria de datos como la de visualización, y el 2672 y el 2671 son puestos a cero a través de las órdenes del software. Los conmutadores opcionales del sistema son leídos y almacenados en el 2672 y los registros internos del 2671 son inicializados para la operación seleccionada. Finalmente, el dato inicial para la línea de estado es cargado, el 2672, UART y el teclado son desinhibidos, y la interrupción de la CPU es desinhibida.

Entonces, el programa entra en un bucle donde el 2671 es verificado para entradas de teclado o UART. Si se ha presentado una entrada, el carácter es buscado y almacenado en una memoria FIFO (primero en entrar primero en salir) controlada por software, que tiene una profundidad de ocho octetos, tanto para recibir como para transmitir caracteres.

Hay dos memorias FIFO, y si una de ellas tiene una entrada, el programa procede a una rutina de reconocimiento de caracter que comprueba el tipo de caracter (visualizable o de control) y se llama a la subrutina de manejo adecuada (secuencia ESC, secuencia de control, control de cursor, visualización de carácter, etc.). Si las dos memorias FIFO están llenas, la rutina de interrogación comprueba los conmutadores de opción para cualquier cambio después de la entrada de puesta a cero. Si se presenta cambio, el sistema se vuelve a configurar como sea necesario.

La necesidad de memorias FIFO proviene de la función de borrar fila cuando se realiza una función rollo. Aunque el 2672 incluye una órden de borrar del cursor al puntero, que puede utilizarse para borrar rápidamente un bloque de memoria, el visualizador se borra temporalmente durante esta operación, produciéndose parpadeos indeseables. El programa realiza el borrado de la función fila mediante un bucle repetitivo utilizando la orden de escribir en el cursor e incrementar.

Ya que la escritura se realiza solamente una vez por línea explorada durante el intervalo de visualización activa, para ejecutar la rutina se requiere en el peor caso unas 80 líneas de exploración. Esto limita la máxima velocidad de caracteres recibidos aproximadamente uno

por 80 líneas de explotación o 240 caracteres por segundo (2400 baudios). Para superar esta limitación, el 2671 es interrogado también cada vez a través del bucle de subrutina de borrador de línea, y cualquier entrada del receptor o del teclado es almacenada en la memoria FIFO adecuada.

Como las memorias FIFO tienen una profundidad de 8 octetos, se pueden recibir ocho caracteres a la vez, con lo que se aumenta la máxima velocidad de transmisión a 19200. (Otras limitaciones del programa reducen esta a 9600 baudios). Sin embargo, esto no aumenta la velocidad a la que se pueden recibir los caracteres de la función rollo. Cada caracter de este tipo debe estar seguido de caracteres "llenos" si se utilizan velocidades de datos mayores que 2400 baudios.

Se puede presentar una interrupción del 2672 cuando la exploración del visualizador alcanza el contaje de fila programado en su registro de dirección de pantalla dividida (dirección de fila 23 para la 24[aba] fila). En respuesta a la interrupción, la CPU carga los registros de inicio de pantalla con la dirección de la línea de estado (0000) y desinhibe la interrupción de la línea cero de 2672. Esto causa otra interrupción al comenzar la visualización de la línea de estado. En este instante, la CPU carga los registros de inicio de pantalla con la dirección adecuada para empezar el próximo cuadro de visualización o desinhibe la interrupción de la línea cero.

## ROLLO GENERADO POR PROGRAMA Y CONDICIONES DE TEMPORIZACION

Si se requiere rollo, el valor del registro de inicio de pantalla es incrementado en 80 y la fila inferior efectiva es borrada a cero. Si se selecciona rollo por programa, las funciones adicionales se realizan durante las rutinas de interrupción. Al comenzar esta operación, la rutina de interrupción de lineas cero añade diez lineas al intervalo posterior del impulso vertical. Esto hace que la visualización de pantalla activa comience diez lineas de exploración después que normalmente y da el efecto de que el visualizador se desplaza hacia arriba dos lineas de exploración (12 lineas por fila de caracter menos 10) en lugar de saltar hacia arriba las 12 lineas de caracter a la vez.

Sin embargo, si no varia nada más, la parte inferior del visualizador se desplazará hacia abajo diez lineas. Así, durante la interrupción de la fila 24, el número de las lineas de exploración por fila de caracter varia a dos (12 -10), haciendo que se muestren las dos primeras lineas de exploración de esta fila. La próxima interrupción de la linea cero (en la fila 25) restablece el número de las lineas por fila a 12, lo cual mantiene mostrando la linea de estado completa. Durante esta interrupción el valor añadido al intervalo posterior vertical pasa a 8 lineas de exploración. El visualizador desplaza hacia arriba dos lineas de exploración más y en la próxima interrupción de la linea 24, se muestran cuatro lineas de exploración. El proceso es contínuo, proporcionando el efecto de exploración por programa en todo el visualizador (excepto para la linea de estado, enrrollando lentamente a una velocidad de una fila cada seis cuadros o cada décima de segundo.

Otra tarea de fase del diseño requerida por el terminal es elegir un monitor adecuado y calcular entonces los valores del registro 2672 que proporcionan señales de excitación del monitor adecuados. Comienza calculando la frecuencia de barrido horizontal requerida.

**TABLA 3**

**Características de temporización de TRC**

| | | | |
|---|---|---|---|
| 1. | Bloque de caracteres horizontal (número de puntos) | 9 | |
| 2. | Bloque de caracteres vertical (número de líneas de exploración) | 12 | (IRO) |
| 3. | Velocidad de refresco vertical, Hz | 60 | |
| 4. | Caracteres por fila | 80 | (IR5) |
| 5. | Filas de caracter por pantalla | 25 | (IR4) |
| 6. | Líneas de exploración del video activo (paso 2 x paso 5) | 300 | |
| 7. | Intervalo anterior del impulso vertical (número líneas exploración) | 4 | (IR3) |
| 8. | Intervalo posterior del impulso vertical (número de lineas de exploración) | 12 | (IR3) |
| 9. | Intervalo de retroceso vertical (paso 8 + 3) | 15 | |
| 10. | Líneas de barrido total por cuadro (añade pasos 6, 7 y 9) | 319 | |
| 11. | Velocidad horizontal, kHz (paso 3 x paso 10) | 19.14 | |
| 12. | Intervalo anterior del impulso horizontal (unidades temporización caracter) | 5 | |
| 13. | Anchura sincronismo horizonatal (unidades temporización de caracter) | 8 | (IR2) |
| 14. | Intervalo posterior del impulso horizontal (unidades de tiempo de caracter) | 9 | (IR2) |
| 15. | Intervalo de retroceso horizontal (paso 13 + 14) | 17 | |
| 16. | Unidades de tiempo de caracter en una línea de exploración horizontal (añade pasos 4, 12, 13 y 14) | 102 | |
| 17. | Constante de igualación ([paso 16/12] - [2 x paso] 13) | 35 | (IR1) |
| 18. | Velocidad del reloj de caracter, MHz (paso 16 x paso 11) | 1,94228 | |
| 19. | Período de caracteres, µs (1/paso 18) (paso 16 x paso 11) | 0,512 | |
| 20. | Período de línea de exploración, µs (paso 19 x paso 16) | 53,27 | |
| 21. | Velocidad de reloj de punto, MHz (paso 18 x paso 1) | 17.57052 | |

| parámetro | especificado | real |
|---|---|---|
| Velocidad horizontal, kHz | 18,72 | 19,14 |
| Tiempo inverso horizontal, µs | 8 | 8,7 |
| Anchura sincronismo horizontal, µs | 4 | 4,1 |
| Velocidad vertical, Hz | 50-60 | 60 |
| Tiempo inverso vertical, µs | 750 | 784 |
| Anchura sincronismo vertical | 50 | 157 |

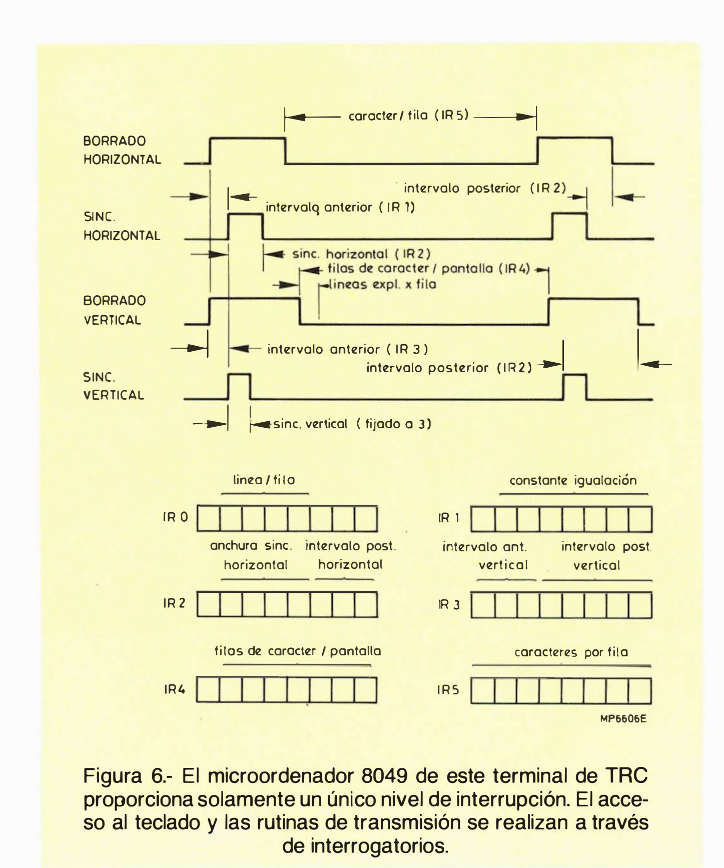



Figura 6.- El microordenador 8049 de este terminal de TRC proporciona solamente un único nivel de interrupción. El acceso al teclado y las rutinas de transmisión se realizan a través de interrogatorios.

Cada carácter está contenido en un campo de 9 puntos por 12 líneas. Ya que hay 25 lineas de visualización, habrán 12 x 25, o sea 300 líneas de exploración activas. Después, añade algunas lineas de exploración para el retroceso vertical (típicamente del 5 al 10 % de las lineas de exploración activas).

Para una velocidad de refresco de pantalla de 60 Hz, la frecuencia horizontal es 6 x 300 x 1,1 = 18900 Hz.

Un monitor Motorola puede hacer el trabajo. Sus mejores especificaciones de temporización son:

- frecuencia horizontal, 18,72 kHz.± 500 Hz
- retroceso horizontal, 8 μs (máx.)
- anchura sincronismo horizontal, 4 μs (mín)
- frecuencia vertical, 50/60 Hz
- retroceso vertical, 750 μs (máx.)
- anchura sincronismo vertical, 50 μs (mín.)

Las definiciones de temporización del monitor se detallan en la figura 6.

La tabla 3 se utiliza para computar la temporización requerida y los valores del registro 2672 asociados. Inicialmente se requieren algunos cálculos intuitivos aproximados y normalmente se necesitarán nuevos pasos a través de estos datos para llegar a valores finales. Por ejemplo, hay que conocer el periodo de reloj de caracter para seleccionar el intervalo anterior del impulso horizontal (HFP), la anchura de sincronismo horizontal (HYNC) y los valores del intervalo posterior del impulso horizontal (HBP). Una proximación inicial del periodo de caracter sería:

- periodo horizontal 1/18900 = 52,9 μs
- activo horizontal = total - borrado = 52,9 - 10 = 42,9 μs
- periodo caracter = 42,9/80≃0,53 μs.

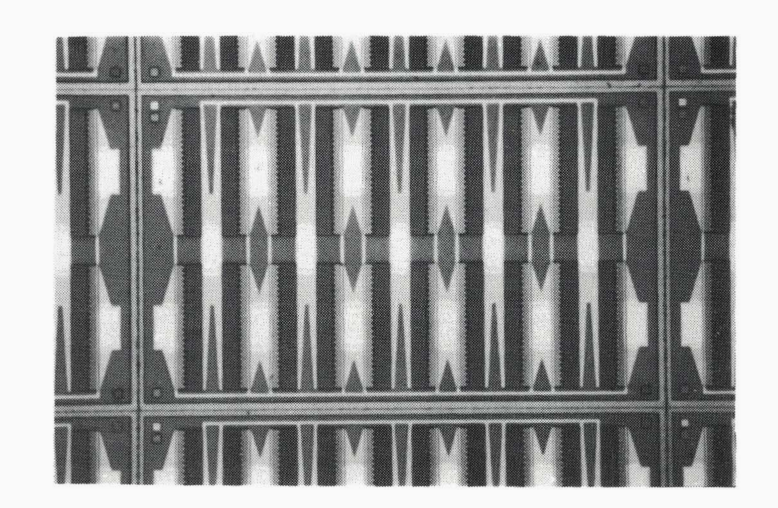
En el cálculo del sincronismo horizontal, se recomienda una relación aproximada de 1: 2: 2 para HFP: HSYNC: HBP. □

## TRANSISTOR V.H.F. DE 150 W PARA EMISORAS DE FM

Miniwatt presenta un transistor de V.H.F. emisor de FM con una potencia de salida de 175 W que es la potencia más elevada que se ha logrado en un dispositivo de estado sólido en este margen de frecuencias.

La eficiencia de este transistor, el BLV25, es típicamente del 75% sobre la banda total de frecuencias de 87 a 108 MHz. La ganancia de potencia también es elevada (típicamente 10,5), lo que hace que el BLV25 tenga un comportamiento excepcional en emisores de radiodifusión de FM y de V.H.F. en Banda III.

El BLV25 tiene una entrada adaptada internamente, con una estructura de base múltiple y resistencias de compensación de emisor difundidas para obtener un óptimo perfil de temperatura. La metalización de oro asegura una excelente fiabilidad. El transistor tiene un encapsulado con bridas de 1/2 pulgada, 6 terminales y una cápsula cerámica (SOT-119). Todos los terminales están aislados de la brida.



## CIRCUITOS OCTALES CON SALIDAS DE TRES ESTADOS

Miniwatt presenta cinco nuevos circuitos octales: HEF40240B, HEF40244B, 40245B, 40373B y 40374B. Estos circuitos integrados LOCMOS tienen salidas de tres estados, y etapas de salida con alta capacidad de salida de corriente, adecuada para excitar elevadas cargas capacitivas.

En común con la familia LOCMOS HE4000B completa, estos circuitos integrados aceptan un amplio margen de tensión de trabajo, y la regulación de la alimentación es menos crítica que con otros tipos de circuito lógico.

El HEF40240B y el HEF40244B son registros intermedios inversor y no inversor respectivamente, y el HEF40245B es un emisor receptor de barra octal diseñado para transmisión de datos de 2 vías, con 8 líneas asíncronas, entre barras de datos.

El HEF40373B es un registro de almacenamiento temporal transparente de 8 bits. El HEF40374B es un biestable octal del tipo D con una entrada de reloj común; este circuito integrado se utiliza principalmente como un registro de almacenamiento disparado por flanco positivo de 8 bits para acoplamiento con una barra de 3 estados.

Para mejorar la inmunidad al ruido, todos estos circuitos presentan histéresis en todas las entradas.

Están encapsulados en plástico de 20 terminales D12 (SOT-146) y en cerámica CERDIP (SOT-152), y son compatibles tanto funcionalmente como en terminales con los dispositivos TTL 240, 244, 245, 373 y 374, respectivamente.

## MAYOR POTENCIA DE COMPUTACION PARA SISTEMAS DE MICROORDENADOR

Miniwatt anuncia la ampliación de la familia MAB8048 de microordenadores mono-chip. Los MAB8048 y MAB8021, que ya están en producción masiva, se han unido ahora en el procesador secundario MAB8041A y microordenador MAB-8049H.

La familia MAB8048 está dirigida a aplicaciones de gran volumen en equipos de comunicaciones, controladores, aplicaciones domésticas, instrumentos de medida y prueba, equipos de audio, TV y vehículos. Las principales características de esta familia son: CPU de 8 bits con un tiempo de ciclo de 2,5 μs, capacidades variables de ROM y RAM, 18 líneas de E/S programables y unas 90 instrucciones en el juego de instrucciones.

El procesador secundario MAB8041A tiene un registro de datos asíncrono para acoplamiento a un procesador maestro MAB8048; aparte de esto, es idéntico al MAB8048. Por lo tanto, el MAB 8041A es capaz de doblar la potencia de computación y las líneas de E/S disponibles en el sistema MAB8048.

El MAB8049H está diseñado para utilizarlo en sistemas que requieren más memoria en el chip que la disponible en el MAB8048. Es idéntico al MAB8048, pero tiene 128 octetos de RAM en lugar de 64 octetos, y 2K de ROM en lugar de 1K.

## MEMORIAS RAM ESTATICAS DE 1 K 4

Las memorias SBB2114 / SBB2114L que anuncia Miniwatt son RAMs estáticas NMOS de 1K4 con tiempos de acceso de 200, 250, 300 ó 450 ns. Están diseñadas para utilizarlas en teletexto y aplicaciones similares; dos de estas memorias RAM pueden almacenar una página completa de información de teletexto.

Las memorias SBB2144 / SBB2114L requieren una única alimentación de + 5V. Están fabricadas en tecnología MOS de puerta de silicio de canal N de elevada fiabilidad y densidad, y son compatibles directamente con TTL y DTL. El máximo consumo de corriente de la SBB2114 es 95 mA, y de la SBB2114L es 65 mA.

Estas memorias RAM no necesitan relojes o refresco ya que su operación es totalmente estática. El acceso a los datos es particularmente sencilla, ya que no se requieren tiempos de ajuste de dirección. Los datos de salida de las RAMs tienen la misma polaridad que los de entrada.

Estas memorias RAM están encapsuladas en plástico de 18 terminales (SOT-102G) o cerámica DIL (SOT-133).

Para mayor información dirigirse a Miniwatt, S.A. División Comercial Balmes, 22 Tel. 301 63 12 Barcelona - 7.

## ¿Qué es lo que hace del 30 AX algo tan especial?

El sistema 30 AX se ha desarrollado a partir de la experiencia ganada con los sistemas autoconvergentes ya existentes como el 20 AX, y mediante posteriores investigaciones se ha logrado una distribución de campos magnéticos dinámicos (campos de desviación) y estáticos (campos de corrección de tolerancias mecánicas) que combinadas con una especial morfología del tubo, permiten obtener un barrido de pantalla libre de distorsiones y exento de errores de convergencias dinámica y estática, sin necesidad de ningún ajuste manual y conservando la ventaja de "bobina separada", es decir que cualquier bobina puede montarse con cualquier tubo.

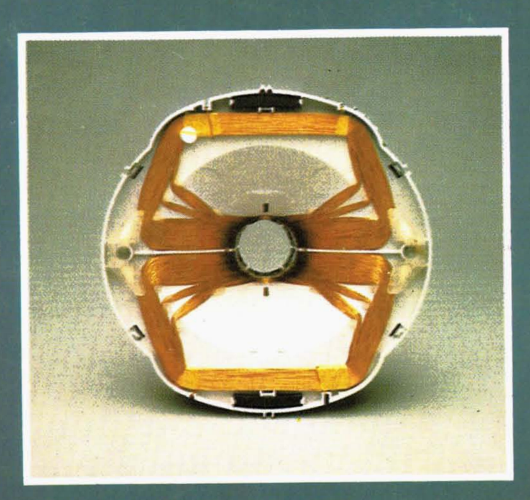
* Tubos de imagen 30 AX

Procedimiento:

a) El propio tubo está dotado de tres protuberancias en su cono que situan la *bobina en su posición axial correcta automáticamente*. (ver portada)

b) Una de las anteriores protuberancias se alberga en un alojamiento que al efecto posee la bobina, situándola en su *posición angular correcta*.

c) *No existe unidad multipolo*, se sustituye por un anillo magnético, en el interior del tubo y magnetizado automáticamente en fabricación.



* Deflectora 30 AX

Prestaciones:

- Bobina intercambiable y autoposicionable.
- No hay ajustes de convergencias dinámica y estática, ni de pureza de color, ni de orientación de trama.
- Mayor sensibilidad y mejor forma de trama por el empleo de una nueva bobina de desviación.
- Menor área de impacto (spot) y mayor uniformidad de enfoque por el empleo de un nuevo cañón.
- Contorno de imagen curvilíneo, por el empleo de nuevo ranurado de la máscara que sigue los bordes de la pantalla.

| | Tubo | Bobina |
|---|---|---|
| **20"** | A51-540X | AT 1250 |
| **22"** | A56-540X | AT 1260 |
| **26"** | A66-540X | AT 1270 |

Miniwatt s.a.

**división comercial** **barcelona**-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e **madrid**-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00

**domicilio social y división industrial** **barcelona**-4 paseo zona franca, 15 telf. 331 51 00 telex nº 52523 miniw e

signetics

# Miniwatt




Vol. 21 Núm. 11 Noviembre 1982 145 ptas.

25 años

1957-1982

**fabricando tubos de imágen para televisión**

**Director**

D. Jose M.ª Llevat Grau

**Editor**

Miniwatt, S.A.
Departamento de Publicaciones Técnicas
D. José Albiol Fernández

**Coordinación**

D. Enrique Riverola García
D. Rafael Rizo Aramburu

**Redacción**

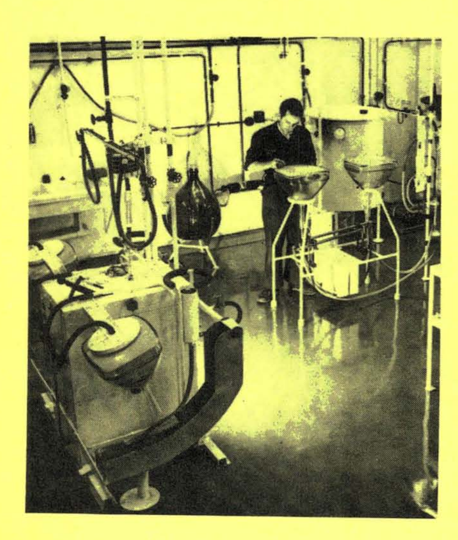
D.ª M.ª Dolores Forns-Samsó

**Consejo Asesor de Redacción**

D. Pedro Barrera Vázquez
D. Jaime Borrull Subirana
D. Luis Marco Loras
D. Angel Suso San Miguel

**Producción**

GENERAL GRAFIC, S.A.
Caspe, 172
Barcelona-13
Depósito Legal: B-18387-61
ISSN: 0210-2641



**PORTADA**

Detalle del aluminizado de pantallas y control de los primeros tubos de imagen fabricados en el año 1.957 en Barcelona.







Vol. 21 Núm. 11 Noviembre 1982 145 ptas.

# Indice



**Revista Miniwatt**

Publicado por:

Miniwatt, S.A.
Balmes, 22 - Teléfono 301 63 12 - BARCELONA - 7
Suscripción anual (11 números) ........ Ptas. 1.300
Precio ejemplar ........ Ptas. 145
Cambio domicilio ........ Ptas. 25

# Resistencias dependientes de la tensión de oxido de cinc

**Los transitorios de red o los picos que se generan internamente pueden destruir los circuítos de semiconductores en cuestión de milisegundos o degradarlos por un periodo mucho mayor. Para evitar estos daños, a veces destructivos, que el efecto de los transitorios produce en los equipos eléctricos y electrónicos, es necesario utilizar semiconductores de características superiores, o incorporar circuitos de protección. Frecuentemente no existe otra elección, siendo preciso utilizar circuítos de protección, como por ejemplo circuìteria de tecnologia MOS. La protección consiste en desviar los transitorios de los componentes sensibles y disipar su energía en un supresor.**

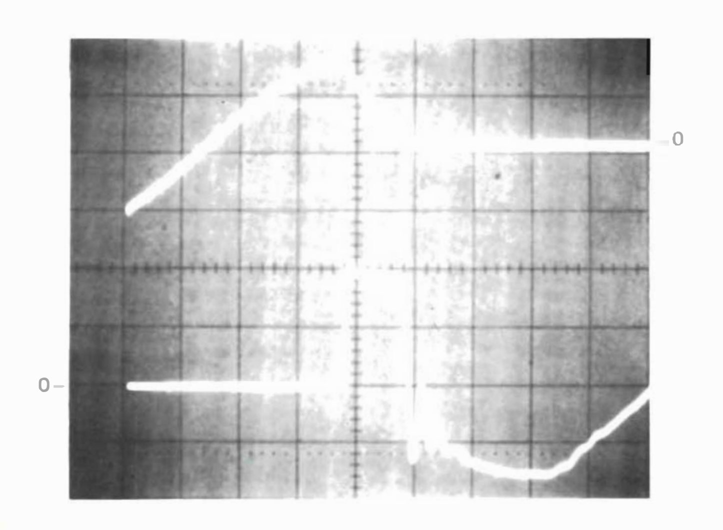
Una VDR (Resistencia dependiente de la tensión) puede dar esta protección. Su comportamiento eléctrico es parecido al de dos diodos zener conectados en oposición. Cuando conducen (protegiendo), la tensión en la VDR se mantiene casi constante con los distintos cambios de valores de corriente. Así pues, cuando aparece un transitorio de alta tensión, la impedancia de la VDR varia desde casi circuito abierto a unos pocos ohmios, limitando la tensión del transitorio a un nivel seguro. La energia potencialmente destructiva queda absorbida por la VDR.

El efecto de la VDR depende de un mecanismo de conducción similar al de otros semiconductores. Debido a que la conducción es rápida sin ningun retardo aparente, la limitación de la tensión empieza en pocos nanosegundos. En el circuito, la respuesta de una VDR depende del nivel de aumento de la corriente transitoria que debe suprimirse.

No todos los tipos de VDR sirven para el mismo campo de aplicaciones, ver la tabla 1. Las VDRs de oxido de cinc (ZnO) están previstas para aplicaciones que requieren una disipación de potencia de forma intermitente, por ejemplo supresión de transitorios y prevención de las chispas de contacto.

En su función de supresión de transitorios, la caracerística tensión/corriente simétrica permite que puedan conectarse directamente en líneas de potencia de c.a. siendo capaces de soportar tensiones o corrientes con grandes energias.

Las series 592, 593, 594 y 595 de estas VDRs de ZnO proporcionan un medio económico pero efectivo




Una VDR de ZnO (2322 592 62312) suprime el transitorio de alta tensión(≅3 kV) producido al abrir el conmutador que controla una bobina de relé de gran potencia. $L_{bobina} \cong 12{,}5$ H; $R_{bobina} \cong 1250\,\Omega$ ; V = 220 V. La oscilación está producida por la capacidad parásita de la bobina.
Trazo inferior: Tensión en el conmutador (200 V/div.)
Trazo superior: corriente del conmutador y VDR (50 mA/div.)
Escala horizontal: 2ms/div.

con el que pueden neutralizarse los efectos perjudiciales de los transitorios y de las chispas. Empleando estas VDRs de ZnO en el diseño de circuítos, se puede mejorar la fiabilidad de los equipos y al mismo tiempo reducir el coste de los componentes empleando semiconductores con características más sencillas.

La gama de tipos consta de 49 valores con tensiones eficaces de trabajo que varian entre 60 V y 46 V. Estas nuevas VDRs tienen las siguientes ventajas:

- Poseen un índice no lineal extremadamente bajo (hasta 0,020).
- Soportan picos de corriente no repetitivas de hasta 4500 A.
- Consumen una corriente inapreciable durante los periodos de reposo.

La tabla 2 indica las características resumidas de toda la gama. La característica corriente/tensión de cada tipo viene dada en el apéndice B y los valores se dan en el apéndice D.

También se fabrican tipos que cumplen especificaciones especiales requeridas por las autoridades de telecomunicaciones, ver la tabla 3.

**Tabla 1 – Comparación de los supresores de transitorios**

| | β (tip) | Tensiones de alimentación | Observaciones |
|---|---|---|---|
| Series 592, 593, 594 y 595 de VDRs de ZnO | 0,025 | 60 V – 460 V | Para aplicaciones en las que la disipación no es constante. Reaccionan rápidamente, pueden suprimir impulsos de gran energía y son económicas. |
| VDRs de carbono de silicio | 0,3 | 5 V – 25 kV | Para aplicaciones en las que se precisa una disipación constante, por ejemplo: estabilización de tensión. |
| VDRs de oxido de titanio | 0,25 | 2,7 V – 68 V | Sirven para suprimir ruidos de bajas tensiones y para evitar sobretensiones. |
| Diodos supresores de transitorios | 0,01 | 5,6 V – 62 V | Son diodos zener especiales para supresiones. Un inconveniente que tienen es su característica asimétrica; para conseguir una simetría se tienen que emplear dos diodos en oposición. La máxima capacidad de supresión es relativamente baja (≂15 julios) comparada con las VDRs de ZnO. |
| Protectores de descarga de gas | — | — | Adecuados para tensiones altas y corrientes altas, pero tienen una respuesta lenta. |
| Filtros | — | — | Disponibles en muchas formas, pero los filtros son costosos. Nota, las VDRs no pueden sustituir los filtros de r.f.i.; combinando las VDR con filtros r.f.i. se obtienen supresores de gran eficacia. |

β es el índice de no linealidad

**Tabla 2 – VDRs series 592, 593, 594 y 595.**

| Nº. de catálogo † 2322 592/593/594/595 6... | máx. tensión eficaz (V) | máx. tensión de c.c. (V) | tensión a 1 mA (V) | | tensión de limitación máx. (V) a 100A para cada serie | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | mín | máx | 592* | 593 | 594 | 595 |
| 6002 | 60 | 85 | 90 | 110 | 220 | 210 | 185 | 175 |
| 7502 | 75 | 100 | 108 | 132 | 240 | 250 | 225 | 210 |
| 9502 | 95 | 125 | 135 | 165 | 295 | 310 | 285 | 270 |
| 1312 | 130 | 170 | 185 | 225 | 405 | 425 | 385 | 360 |
| 1512 | 150 | 200 | 216 | 264 | 470 | 485 | 455 | 415 |
| 1712 | 175 | 225 | 243 | 297 | 525 | 550 | 520 | 480 |
| 2312 | 230 | 300 | 324 | 396 | 675 | 720 | 686 | 650 |
| 2512 | 250 | 320 | 351 | 429 | 745 | 780 | 740 | 695 |
| 2712 | 275 | 350 | 387 | 473 | 820 | 850 | 815 | 765 |
| 3012 | 300 | 385 | 423 | 517 | 905 | 930 | 880 | 835 |
| 4212 | 420 | 560 | 612 | 748 | 1340 | 1350 | 1310 | 1225 |
| 4612 | 460 | 615 | 675 | 825 | 1480 | 1490 | 1440 | 1342 |

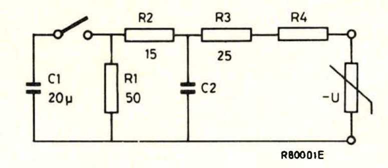
* a 50 A.

† Las series 592 y 593 se pueden suministrar embandadas radiales. Los números de catálogo son: 2322.592.3... y 2322.593.3...

**TABLA 3 - VDRs ESPECIALES**

| nº. de catálogo | tensión mín. a 1 mA (V) | tensión de limitación máx. (V) | Ip máx. (impulso de c.a. según IEC60-2, sección 6) (A) |
|---|---|---|---|
| 8222 298 12195 | 41 | 90[1] | 7 (10/1000µs) |
| 2322 593 90001 | 90 | 200 a 22 A | 1200 (8/20 µs) |
| 8222 298 12196 | 92 | 140[2] | 4,5 (10/1000 µs) |
| 2322 594 90009 | 100 | 230[3] | 50 (10/1000 µs) |
| 2322 594 90005 | 110 | 200 a 22 A | 25000 (8/20 µs) |
| 2322 595 90001 | 130 | 285[6] | 4500 (8/20 µs) |
| 8222 298 12194 | 133 | 190[4] | 1,5 (10/1000 µs) |
| 8222 298 12191 | 150 | 300[5] | 50 (10/1000 µs) |
| 2322 592 90006 | 407 | 650 a 15 A | 400 (8/20 µs) |

[1-5]medida durante la descarga de C1 en el circuito de prueba, R4 está cortocircuitada.
[1]$V_{C1}$ = 370 V; C2 = 10 nF
[2]$V_{C1}$ = 320 V; C2 = 10 nF
[3]$V_{C1}$ = 2255 V; C2 = 200 nF
[4]$V_{C1}$ = 250 V; C2 = 10 nF
[5]$V_{C1}$ = 2325 V; C2 = 220 nF
[6]medida durante la descarga de C1 en el circuito de prueba, R4 = 10Ω, $V_{C1}$ = 1500 V, C2 = 10 nF




Circuito de prueba

## FABRICACION

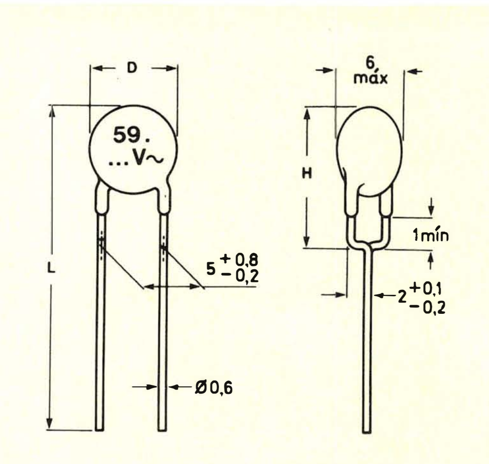
Una VDR de oxido de cinc es una cerámica policristalina que posee oxido de cinc (más del 90% en peso), oxido de bismuto, óxido de antominio y rastros de otros óxidos de metales. Los óxidos se mezclan y se muelen obteniendo un fino polvo homogéneo. Entonces, el polvo se granula y se comprime en discos. Los discos se someten a temperaturas entre 1200 y 1400ºC. Los terminales se sueldan a las superficies metalizadas en plata de los discos y finalmente los discos se lacan.

La cerámica consta de dos o más fases de cristal; la fase de óxido de cinc hexagonal que es semiconductora debido a la capa tipo n y una o varias fases de bismuto enriquecido. Los granos de óxido de cinc en la cerámica son semiconductores, mientras que los demás granos (de varios nanometros de espesor) presentan una barrera de potencial debido a la oxidación de estos granos que se produce durante el enfriamiento de la cerámica después del calentamiento. Esta barrera de potencial es la que se aprovecha en una VDR. La caída de tensión en uno de estos granos es de unos 3,5 V.

La tensión de funcionamiento de una VDR está determinada por el número de barreras de potencial "en serie". Las VDRs con distintos valores de tensión de funcionamiento se consiguen variando el espesor del disco de cerámica y/o variando las proporciones de óxidos que se utilizan y la temperatura de calentamiento para variar el tamaño del grano. El índice de no linealidad $\beta$ también depende de la estructura del grano.

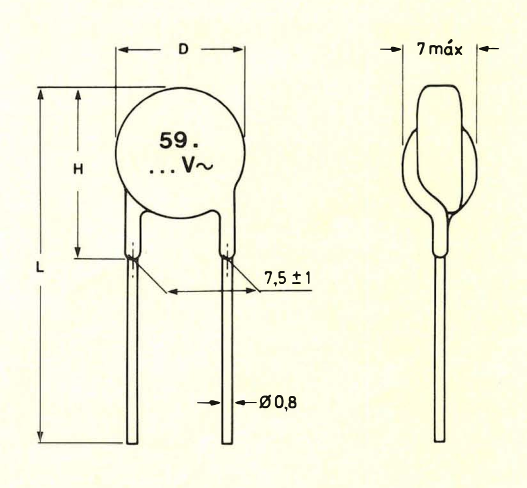
El diámetro del disco determina la corriente máxima permisible y por lo tanto la potencia máxima de disipación de la VDR.

La figura 1 muestra las dimensiones de las VDRs de ZnO. Las VDRs se lacan y marcan con el número de serie y la máxima tensión eficaz de trabajo.




| | $D_{máx}$ | $H_{máx}$ | L |
|---|---|---|---|
| serie 592 | 7 | 11 | 31 |
| serie 593 | 9 | 13 | 33 |

Figura 1 (a). Dimensiones de las VDRs de ZnO de las series 592 y 593.




| | $D_{máx}$ | $H_{máx}$ | L |
|---|---|---|---|
| serie 594 | 12,5 | 14 | 33 |
| serie 595 | 16 | 19 | 38 |

Figura 1 (b). Dimensiones de las VDRs de ZnO de las series 594 y 595.

## CARACTERISTICAS

La figura 2 muestra una característica típica de tensión/corriente de una VDR de ZnO. La curva está dibujada para un margen de corriente más amplio del que normalmente se indica en las hojas de características, con objeto de mostrar tres regiones:
- región de pre-ruptura;
- región de funcionamiento normal;
- región ascendente.

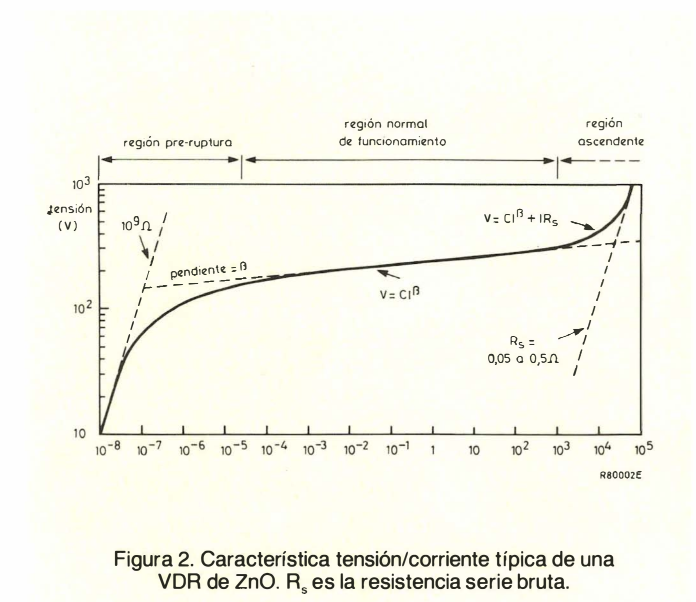



Figura 2. Característica tensión/corriente típica de una VDR de ZnO. $R_s$ es la resistencia serie bruta.

### Región de pre-ruptura

Con corrientes muy bajas, la característica es casi lineal y es significativamente dependiente de la temperatura.

### Región de funcionamiento normal

En las características que se publican, esta región generalmente se divide en la región de limitación (por encima de 1 mA) y la región de pérdidas (por debajo de 1 mA) que se consume durante los periodos sin alteraciones. La característica corresponde aproximadamente a la ecuación $V = C\,I^\beta$, donde $\beta$ es el índice de no linealidad y C es la tensión en la VDR cuando circula una corriente de 1 A. Se publican los valores en los casos peores: en la región de limitación, la tensión de limitación más alta para una corriente determinada de funcionamiento; en la región de reposo, la corriente de pérdidas más alta para una determinada tensión de funcionamiento.

$\beta$ es un valor de mérito y puede determinarse con la pendiente de la característica V/I.

$$\beta = \frac{\log V_2/V_1}{\log I_2/I_1}$$

La $\beta$ típica de una VDR de ZnO está comprendida entre 0,020 y 0,035. Esto significa que, si la corriente a través de la VDR cambia en un factor 10 dentro de la parte recta de la característica, la tensión a través de la misma se incrementa con un factor 1,05 y 1,08.

Para conseguir una buena limitación, es preferible una $\beta$ baja porque supone que una variación grande de corriente produce solo una pequeña variación de tensión.

La relación entre tensión y corriente también puede expresarse como sigue:

$$I = (V/C)^\alpha \quad \text{donde} \quad \alpha = \frac{1}{\beta}$$

Un importante criterio de selección es la potencia que consume una VDR durante el reposo con una tensión de alimentación normal.

Aunque una VDR con baja $\beta$ consume poca potencia con tensión nominal, un pequeño incremento en la tensión que se aplica a la VDR ocasiona un gran incremento de la potencia consumida. Por esta razón, es importante que la tensión de alimentación nominal no sobrepase un determinado valor máximo, ya que de otro modo el márgen de potencia de la VDR podría sobrepasarse. Esto es importante especialmente con VDRs de ZnO porque tienen un coeficiente de temperatura negativo, que supone que a mayor disipación (y por lo tanto mayor temperatura) la tensión de limitación cae, ocasionando un incremento de corriente y, por lo tanto, aumento de la disipación.

### Región ascendente

La parte ascendente de la característica con corriente alta (que indica una disminución de la no linealidad) se debe a la influencia de la resistencia lineal de la VDR (0,05 Ω – 0,5 Ω ). Una buena aproximación de la relación entre la tensión y la corriente en esta parte de la característica puede obtenerse con:

$$V = CI^\beta + IR_s$$

en donde $R_s$ es la resistencia serie de la VDR.

## TERMINOLOGIA DE LAS VDRs

| | |
|---|---|
| máx. tensión c.a. (rms): | máxima tensión senoidal eficaz que puede aplicarse a la VDR. |
| máx. tensión c.c.: | máxima tensión contínua que puede aplicarse a la VDR. |
| tensión a 1 mA: | la tensión en la VDR 50 ms después de que la corriente suba de cero a 1 mA con un tiempo de subida de 10 μs a 1 ms. |

| | |
|---|---|
| tensión de limitación: | la tensión de pico en la VDR medida bajo condiciones de impulso especificas; por ejemplo el impulso de 8/20 $\mu$s según normas IEC 60-2, sección 6. |
| coeficiente de temperatura de tensión: | la máxima variación de tensión de la VDR con la temperatura correspondiente a una corriente de 1 mA. |
| indice de no linealidad $\beta$ : | una medición de la no linealidad de la VDR entre dos corrientes dadas de funcionamiento. |
| energia transitoria: | la energia eléctrica que puede disiparse para una corriente de impulso determinada. |

## Circuito equivalente

La figura 3 muestra el circuíto equivalente de una VDR:

$R_s$ es la resistencia serie en conjunto.

$R_p$ es la resistencia en paralelo ( $\cong 10^9 \Omega$)

L es la inductancia de la VDR incluyendo la inductancia de los terminales ( $\cong$100 nH)

C es la capacidad de la VDR. C varia entre 50 pF (serie 592, 460 V) y 2300 pF (serie 595, 60 V).

Para una VDR ideal, la relación entre tensión y corriente es $V = C I^{\beta}$. La sobretensión debida a la inductancia L, es significativa sólo con transitorios de corriente muy rápidos ( >1000 A/$\mu$s) debido al efecto compensador de la capacidad C. La sobretensión es nomalmente < 5%.

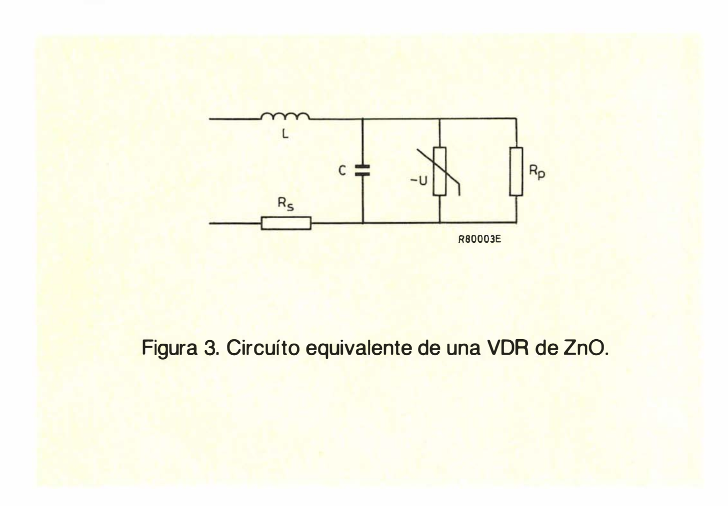



Figura 3. Circuíto equivalente de una VDR de ZnO.

## ORIGEN Y CARACTERISTICAS DE LOS TRANSITORIOS

En general los transitorios de tensión y corriente que son peligrosos para los equipos electrónicos pueden dividirse en los que provienen de una fuente externa y aquellos que se generan dentro de los equipos.

## Transitorios de fuentes externas

Este tipo de transitorio puede producirse al desconectar cargas inductivas, o al conectar cargas capacitivas y por descargas directas de relámpagos sobre líneas de distribución eléctrica, y por efectos de los componentes o relámpagos secundarios. No es raro que la amplitud de tales transitorios alcance valores del orden de 1.000 V que se superponen a la tensión de red, que es suficientemente elevada para dañar el aislamiento y destruir los semiconductores.

Las características de los transitorios de red de fuentes externas alcanzan los siguientes valores:
- amplitudes de hasta 6 kV;
- frecuencias de 50 kHz – 5 MHz;
- duraciones de 0,1 – 100 $\mu$s con tiempos de subida y bajada desde nanosegundos o microsegundos.

En casa, si se funde un fusible de 10 A puede ocasionar un transitorio que dura varias décimas de microsegundo con una amplitud de más de 1000 V que se superpone a la tensión de red. Los más corrientes son los transitorios con amplitudes entre 200 V y 800 V que duran entre 50 $\mu$s y 100 $\mu$s.

Es difícil identificar la fuente de transitorios de tensión de red ya que principalmente son producidos por operaciones de conmutación de otros usuarios. Por lo que es difícil prever la naturaleza exacta de los transitorios y medir su impedancia de origen. La incorporación de protección con VDRs en los equipos conectados a las fuentes de alimentación mejorará siempre la fiabilidad de los equipos. La protección que se obtiene puede determinarse aplicando impulsos de prueba al equipo.

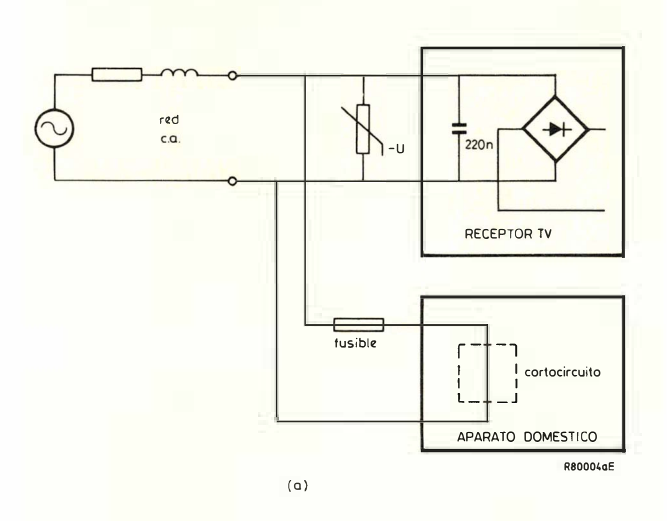
La figura 4 muestra como puede emplearse una VDR de ZnO para evitar transitorios que se generan externamente dañando al equipo, en este caso la entrada de una fuente de alimentación de un receptor de televisión.

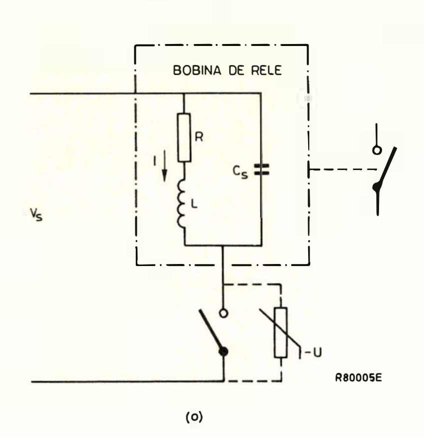
## Transitorios que se generan internamente

Este tipo de transitorio puede producirse al conmutar cualquier carga inductiva o capacitiva, por ejemplo bobinas de relés, bobinados primarios de transformadores y motores. La amplitud de tales transitorios puede ser extremadamente alta. Aparte del daño o incluso el efecto destructivo que tales transitorios pueden producir, pueden también ser origen de fuerte radio frecuencia.

Al contrario que en el caso de los transitorios que se generan externamente, la naturaleza de los que se generan internamente puede determinarse con toda exactitud. Por lo tanto, se puede calcular la cantidad de protección que proporciona una VDR y garantizar el aumento de fiabilidad del equipo que se obtiene con su uso.

La figura 5 muestra como se puede utilizar una VDR de ZnO para suprimir un transitorio que se genera internamente, en este caso el transitorio de tensión que se produce al desconectar la bobina de un relé.



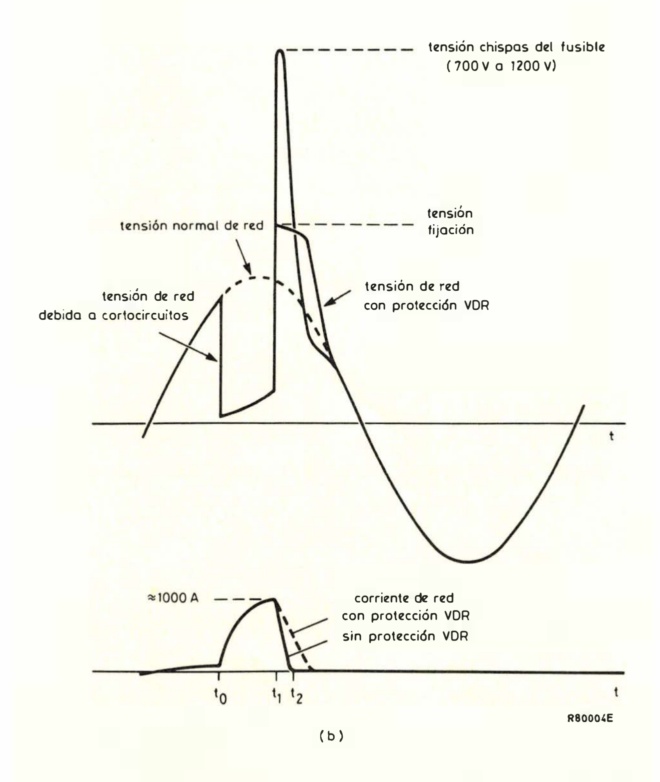




Figura 4. Ejemplo de un transitorio que se genera externamente, (a). La ruptura de un fusible es una de las peores fuentes de transitorios de red que generan tensiones que superan 1 kV y corrientes de varios centenares de amperios. Adaptando VDRs de ZnO en los equipos domésticos se consigue una protección eficaz contra este tipo de transitorios. La VDR conectada en la alimentación de red de un TV derivará los impulsos de corriente de red producidos por cortocircuítos que se producen en otro equipo, limitando la tensión del transitorio a un nivel aceptable y disipando su energia, (b) Transitorios de corriente y tensión típicos que se producen al saltar un fusible. Con la protección de una VDR, la sobretensión del fusible no se alcanza y la corriente máxima que circula por la VDR es igual a la corriente de red cuando salta el fusible.

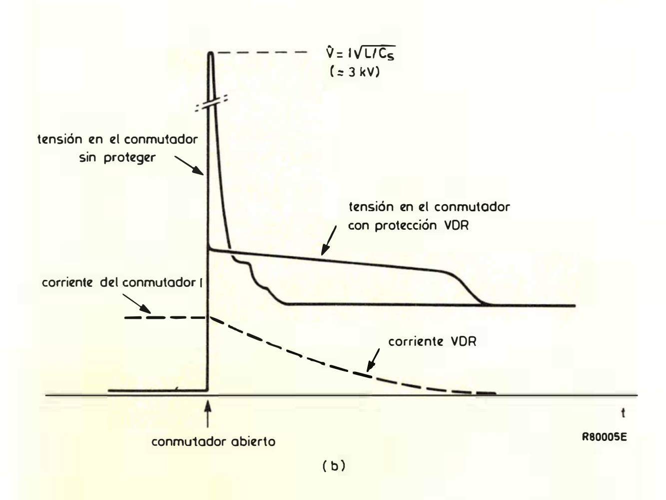



Figura 5. Ejemplo de un transitorio generado internamente, (a). Debido a la inductancia de la bobina, al abrirse los contactos sin protección del interruptor se produce una tensión inicial en los mismos de $V_s + (V_s/R)\sqrt{(L/C_s)}$ lo que puede ser del orden de varios miles de voltios, lo suficiente para producir arcos en un interruptor mecánico ( y destruir un componente de estado sólido). Los arcos erosionan los contactos metálicos y eventualmente los pueden destruir, sin mencionar las interferencias de altas frecuencias que se generan. Esta tensión puede suprimirse conectando una VDR de ZnO como se indica en la figura (b). Formas de onda de tensión y corriente del circuíto que se indica en (a) con y sin una protección de una VDR.
Nota, la corriente en la VDR no puede nunca ser superior que la corriente en la bobina.

## ELECCION DE UNA VDR DE ZnO

Cuando se tiene que elegir una VDR de ZnO para una determinada aplicación, se debe fijar:
- las condiciones de funcionamiento normales de la VDR;
- la tensión transitoria máxima que puede soportar el equipo que debe protegerse;
- la corriente transitoria de pico a través de la VDR;
- el número de impulsos que pueden darse durante la vida del equipo;
- la energía que debe disipar la VDR durante el transitorio; para evitar una sobrecarga, la tensión de pico normal no debería exceder la que se dá en la característica a 1 mA, ver apendice E.

Emplear una VDR de las series 592 ó 593 cuando exista una impedancia serie (por ejemplo un filtro de interferencias de r.f. o una carga).

Emplear una VDR de las series 594 ó 595 cuando la VDR deba conectarse directamente a la red.

Para los transitorios que aparecen con intervalos regulares calcular la disipación media que precisa la VDR y seleccionar la VDR apropiada.

### Condiciones de funcionamiento normales de una VDR

Debido a la extremada no linealidad de la característica tensión/corriente de las VDRs de ZnO y la necesidad de dar un margen de disipación extra durante un transitorio, asegúrese que la tensión máxima que se aplica en la VDR durante su funcionamiento normal nunca sea de tal valor que pueda alcanzar el límite de disipación media de la VDR dado (ver apéndice E). Esto no será nunca un problema si se elige la VDR de acuerdo con los valores de máxima tensión eficaz que se dan en las hojas de características. El valor de pico de la tensión senoidal que se aplica a la VDR debe ser siempre menor que la tensión mínima dada a 1 mA. Si la tensión que se aplica no es senoidal, la VDR debe elegirse según la tensión de trabajo de pico máxima indicada.

### Tensión que puede soportar el equipo protegido

Cuando se elige una VDR para suprimir un transitorio es importante saber cual es la tensión de limitación máxima con corriente alta porque es un parámetro que determina la protección mínima que se obtiene durante el transitorio.

Por esta razón, la característica tensión/corriente de las hojas de características da el valor máximo de la constante C (tensión a 1 A). Utilice siempre este valor cuando calcule la tensión transitoria máxima que puede soportar el equipo que debe protegerse.

### Capacidad para soportar corrientes de pico

Con el tiempo, el esfuerzo debido a los impulsos puede ocasionar una caida de la característica original de tensión/corriente en la región de pérdidas (por debajo 1 mA). Pocos cambios se observan en la respuesta debida a los impulsos. Las curvas que muestran la capacidad de impulsos que soportan las VDR de ZnO se indican en el apéndice C. El criterio que se ha seguido para la obtención de estas curvas es de un 5% de variación en la característica tensión/corriente con una corriente de 1 mA.

## APLICACIONES

El campo de aplicaciones de las VDRs de ZnO es enorme, abarcando aplicaciones domésticas, equipos industriales, sistemas automáticos y telefonía. Las figuras 6 a 9 indican algunos ejemplos.

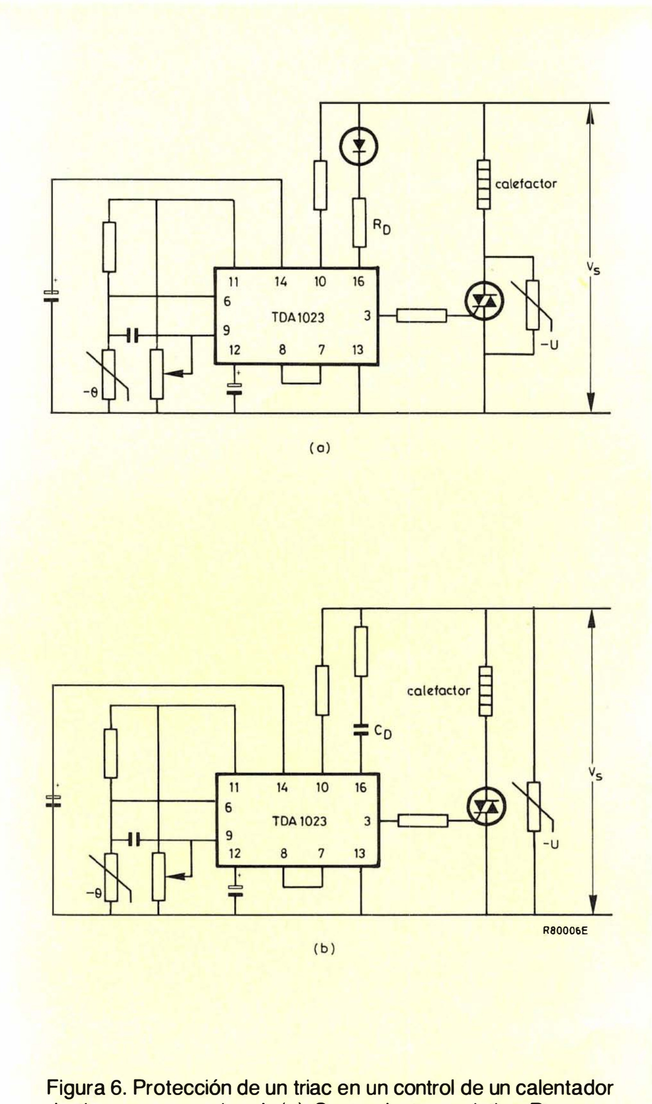



Figura 6. Protección de un triac en un control de un calentador de tiempo proporcional, (a) Con reductor resistivo $R_D$ y una VDR de la serie 593 conectada al triac; (b). Con un reductor capacitivo y una VDR de la serie 594 conectada a la red.

Empleando VDRs de las series 592, 593, 594 ó 595 en todas estas aplicaciones, se garantiza de forma sencilla que el producto pasará la prueba de protección de transitorios en su empresa o en la de su cliente.

Las pruebas de protección de transitorios son siempre muy similares. Se carga un condensador con alta tensión y se descarga a través de una impedancia conectada al equipo que se prueba. El uso de VDRs de las series 592, 593, 594 ó 595 hace que estas pruebas sean satisfactorias cuando el transitorio de corriente alcanza 200 A.

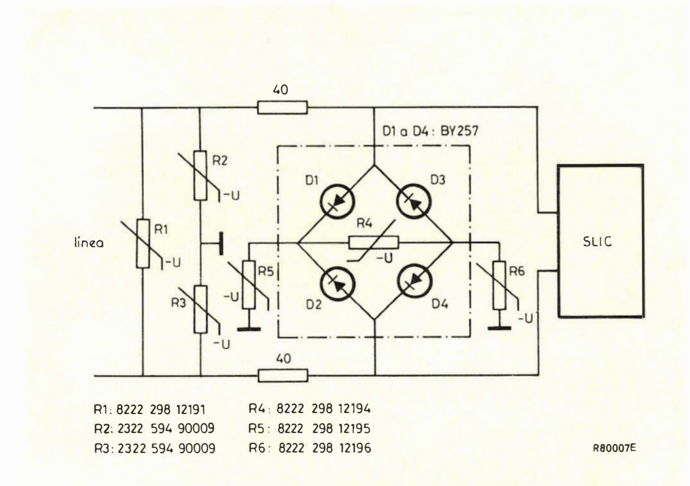



Figura 7. Protección de un C.I. de acoplamiento a la línea de abonado (SLIC) en telefonía contra transitorios de linea de 2300 V (Impulso CCITT). Las VDRs $R_1$ y $R_4$ dan una protección contra tensiones diferenciales, las VDRs $R_2$, $R_3$ y $R_5$, $R_6$ son contra tensiones comunes. El puente selecciona la VDR según la polaridad de la señal de entrada.

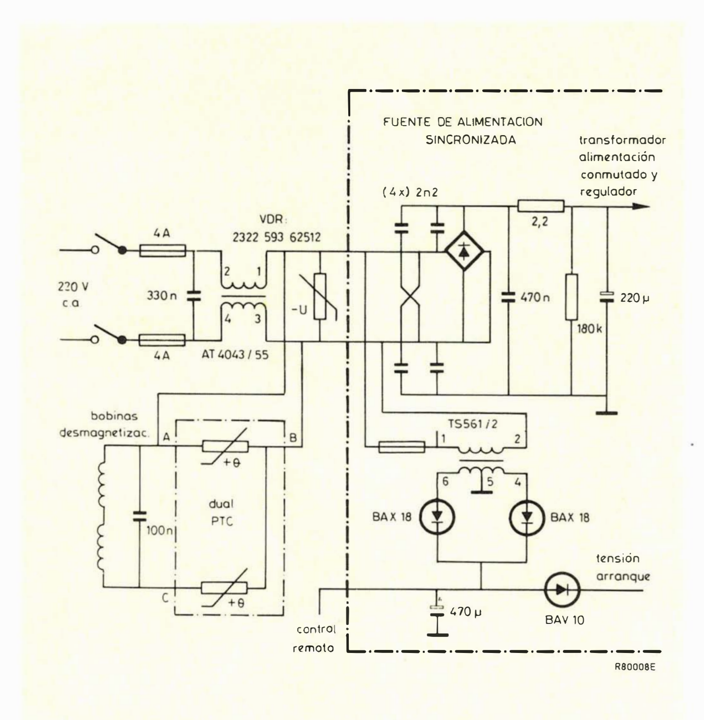



Figura 8. Protección de una fuente de alimentación conmutada, en este caso una fuente de alimentación sincronizada de un receptor de televisión en color. Se puede emplear una VDR de la serie 592 ó 593.

## MONTAJE DE LAS RESISTENCIAS DEPENDIENTES DE LA TENSION

Cuando se monta una VDR en un circuito, los terminales de conexión deben ser lo más cortos posible y la situación de la VDR lo más próxima a los componentes a proteger. Con corrientes altas, los terminales de la resistencia así como de la inductancia deben ser lo más pequeños posible.

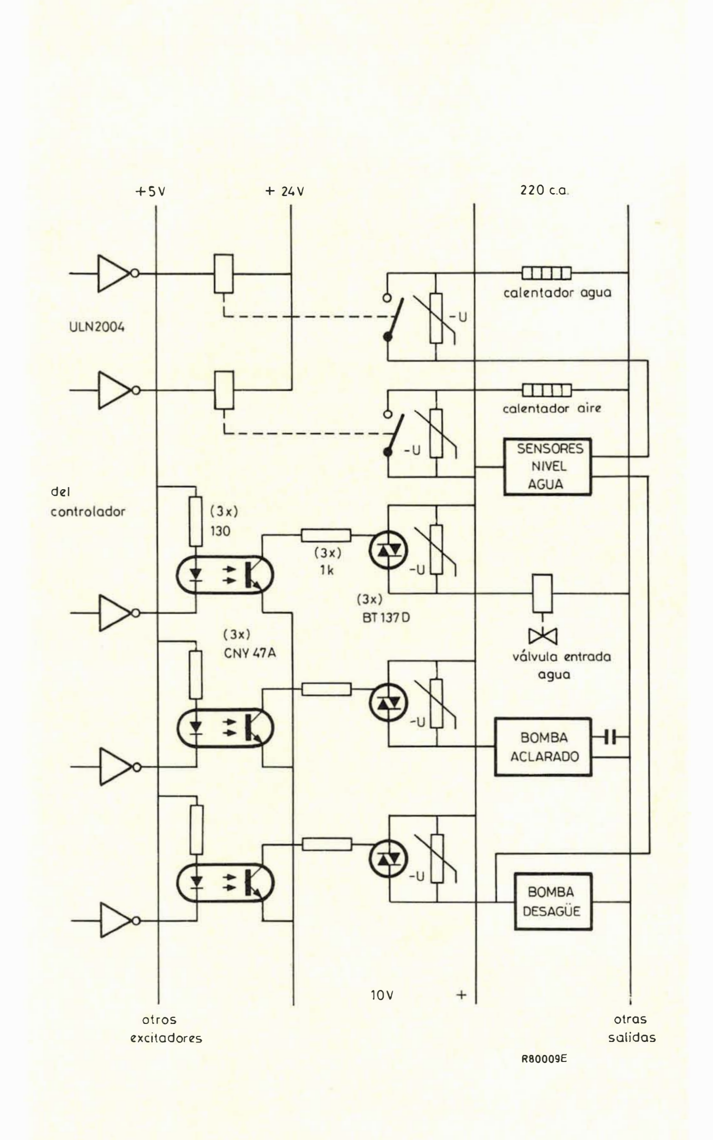
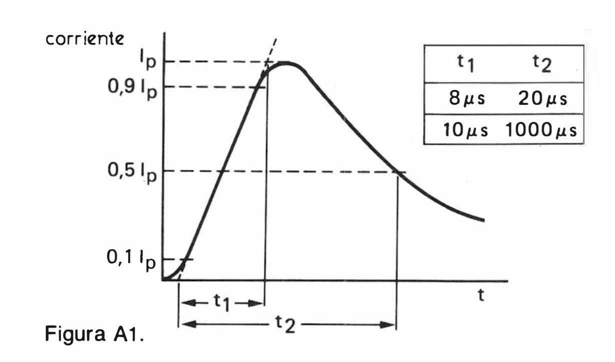



Figura 9. Protección de un lavavajillas controlado electrónicamente. Se emplean VDRs de la serie 593 en los contactos del relé para salidas de gran potencia y de la serie 592 para los triacs de las salidas de pequeña potencia.

## APENDICE

### A: Impulso de corriente según la norma IEC 60-2. Sección 6.




| $t_1$ | $t_2$ |
|---|---|
| 8 μs | 20 μs |
| 10 μs | 1000 μs |

Figura A1.

### B: Características tensión/corriente de las series 592, 593, 594 y 595.

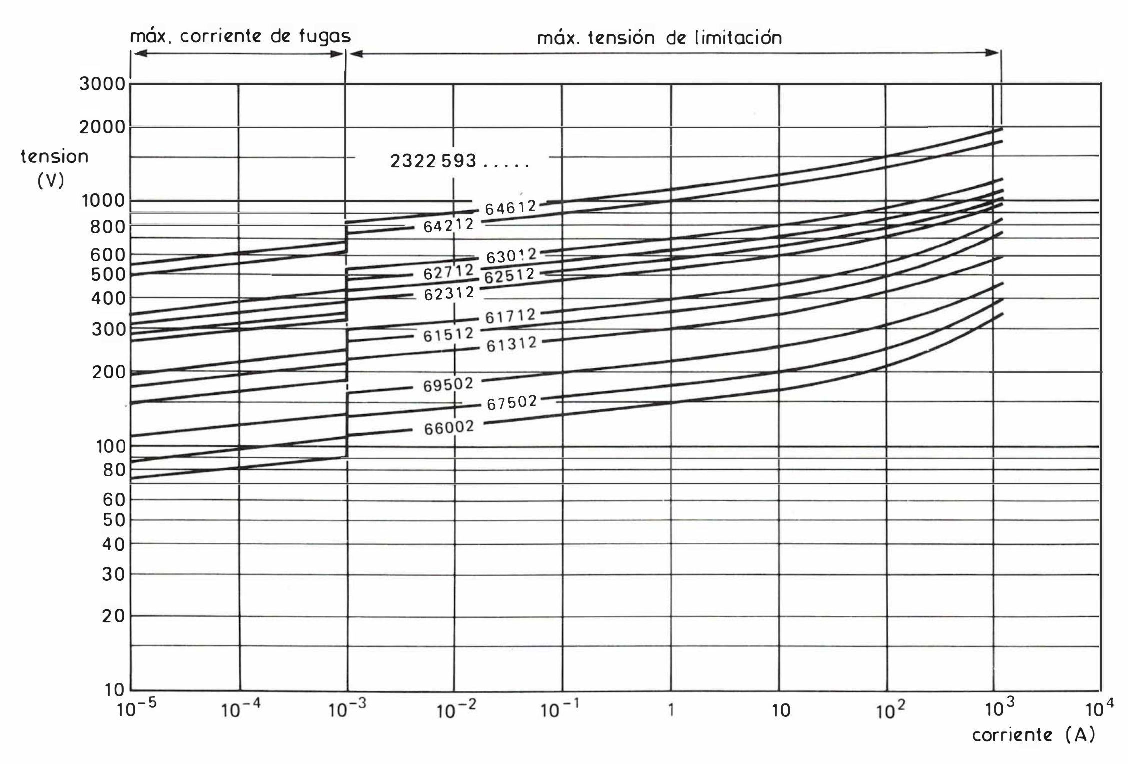



Figura B1. Serie 592

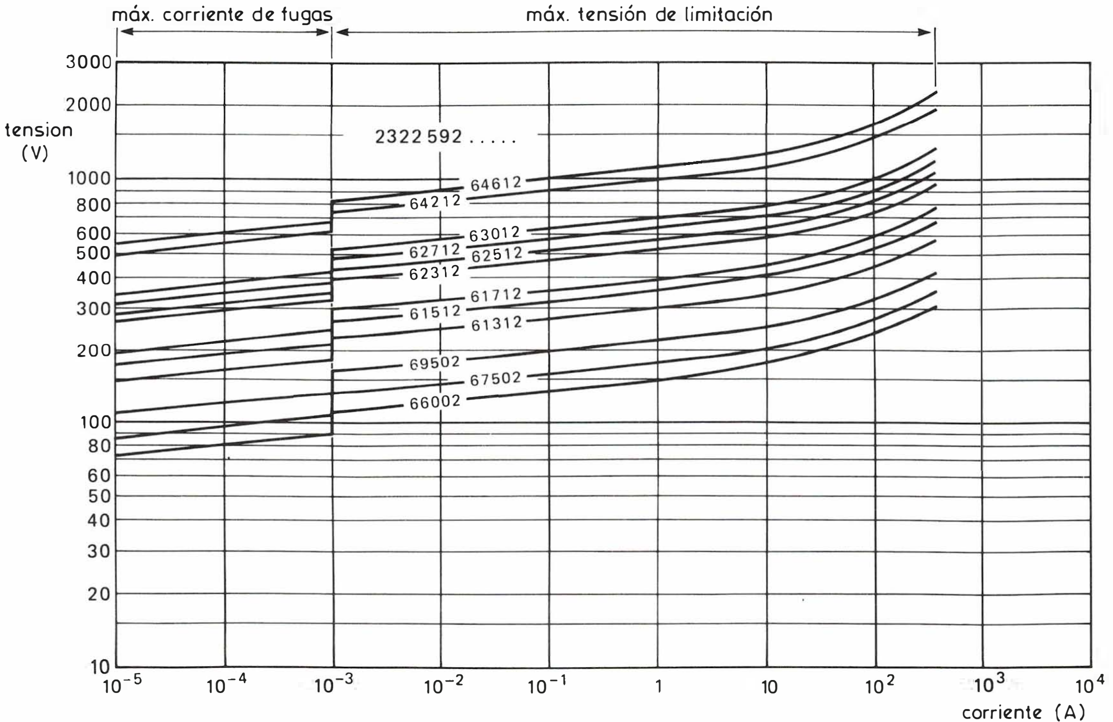



Figura B2. Serie 593

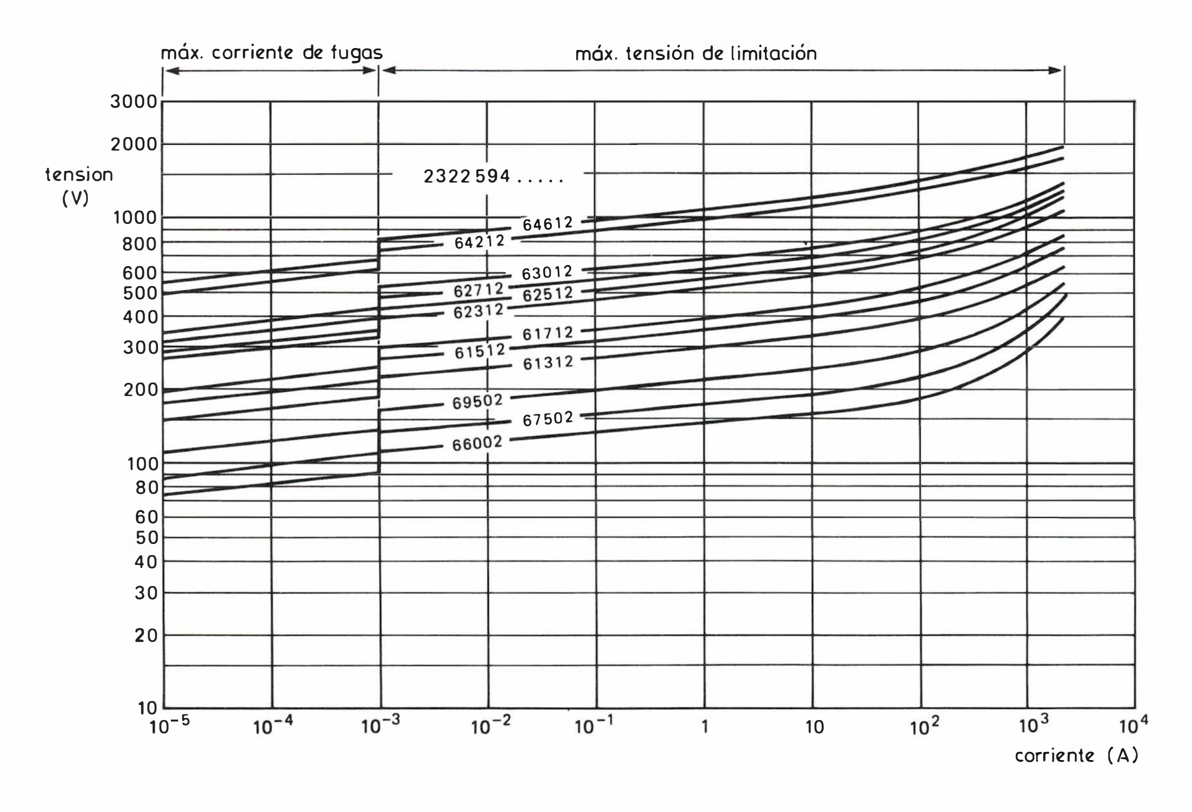



Figura B3. Serie 594

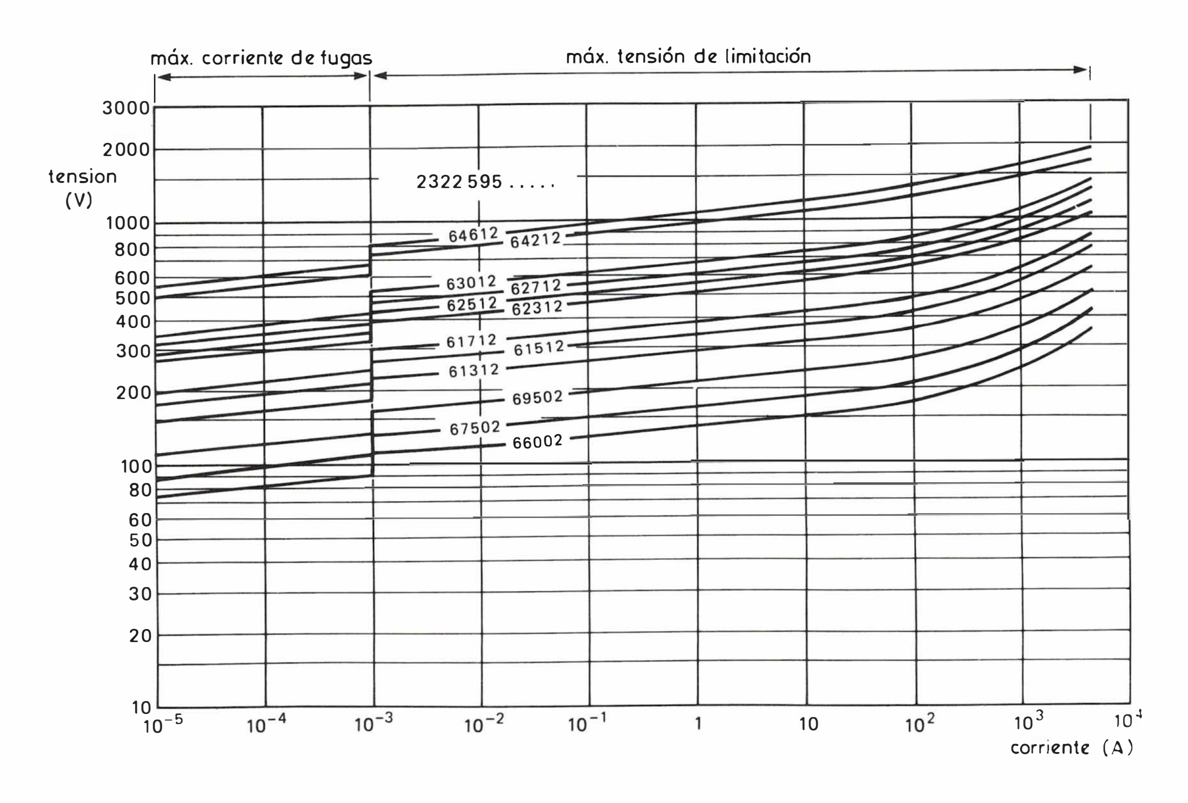



Figura B4. Serie 595

**C: $I_p$ admisible en función de la duración del impulso con el número de impulsos como parámetro (impulso según IEC-2, sección 6).**

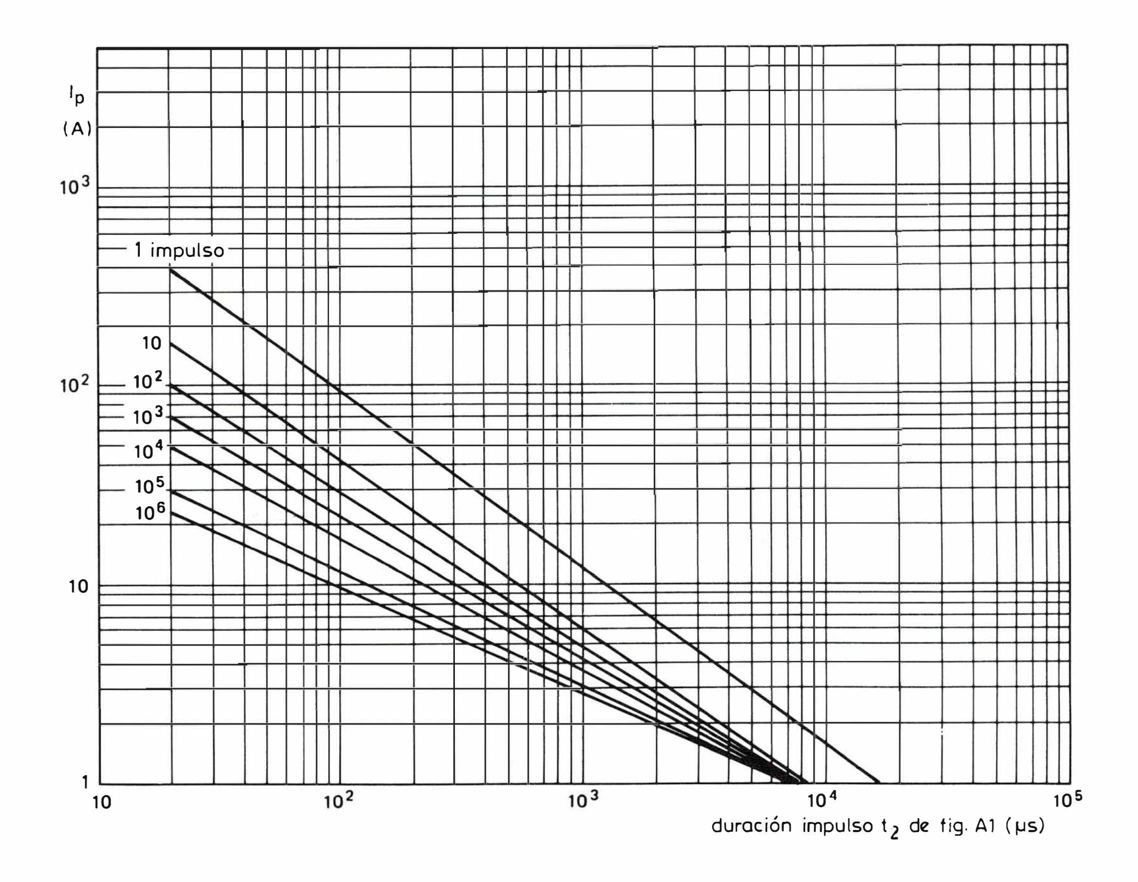



Figura C1. Serie 592

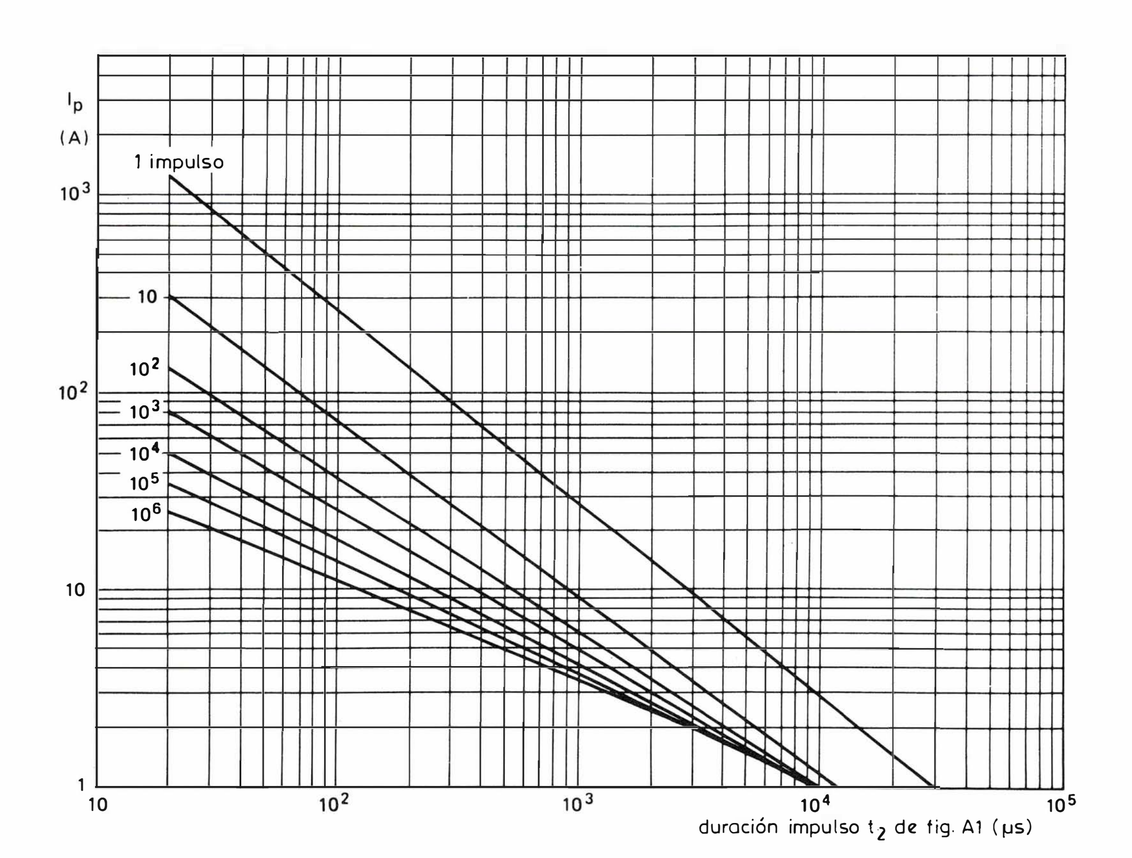



Figura C2. Serie 593

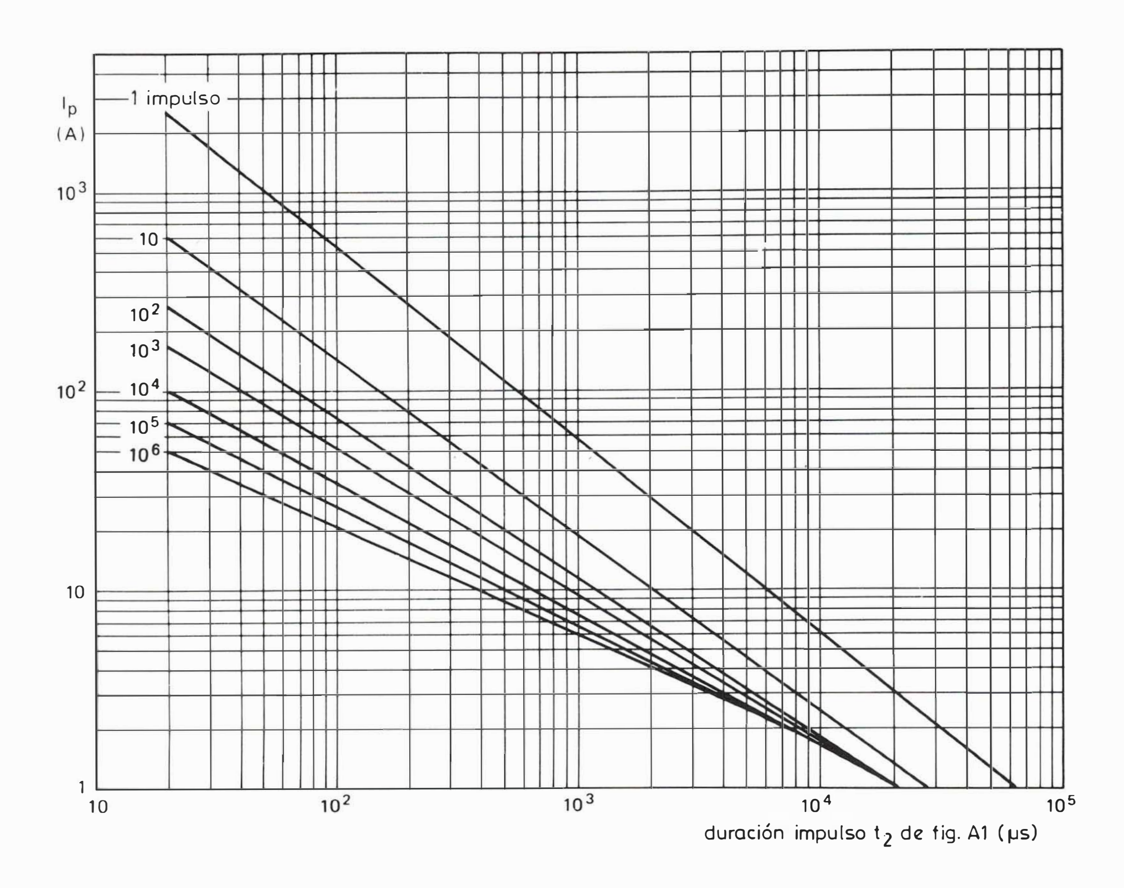



Figura C3. Serie 594

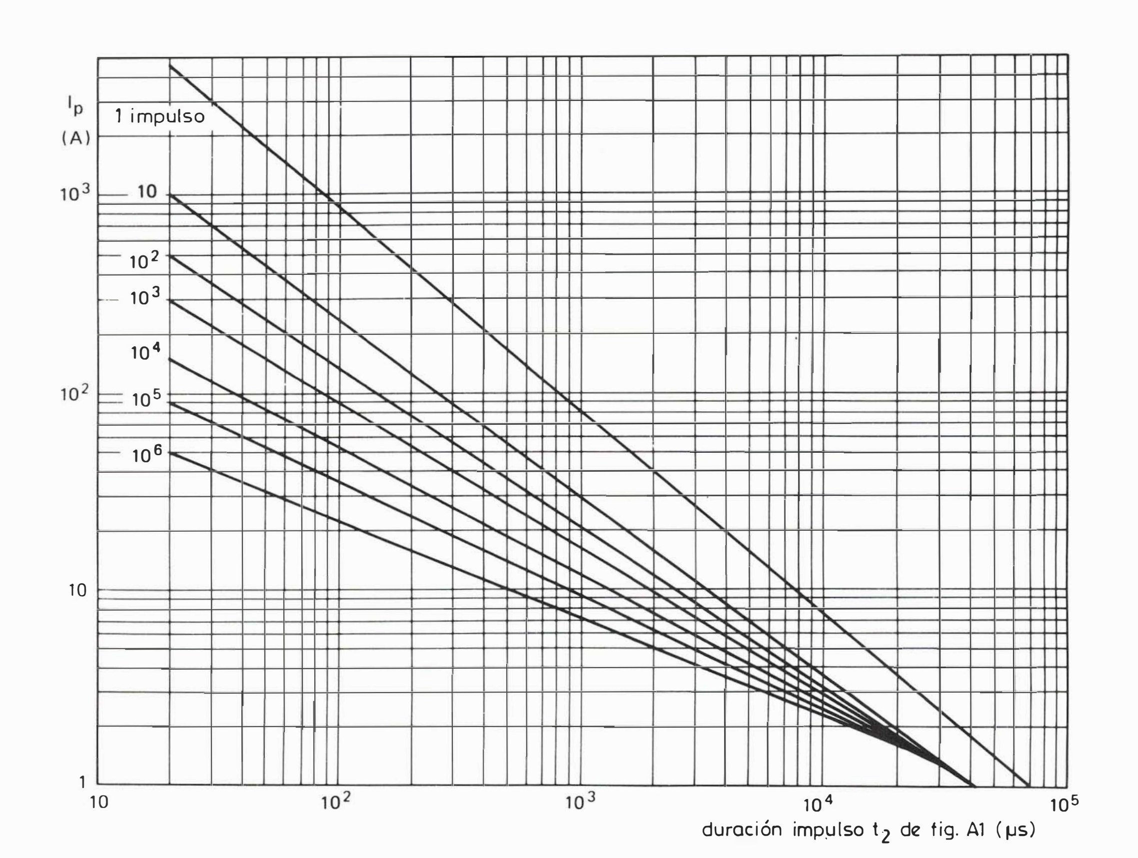



Figura C4. Serie 595

# D : Valores nominales y características

**Tabla D1 – Números de catálogo de 2322 592 3... y 2322 592 6...** $I_{p\,máx}$ = 400 A

| sufijo del número de catálogo | valores máximos: tensión eficaz de trabajo (V) | valores máximos: tensión de c.c. de trabajo (V) | valores máximos: energía transitoria 8/20 µs (J) | valores máximos: energía transitoria 10/1000 µs (J) | características: tensión a 1 mA mín. (V) | características: tensión a 1 mA máx. (V) | características: máxima tensión de limitación a 50 A (V) | características: capacidad típica a 1 kHz (pF) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 6002 | 60 | 85 | 2,3 | 2,7 | 90 | 110 | 220 | 190 |
| 7502 | 75 | 100 | 2,6 | 3,5 | 108 | 132 | 240 | 160 |
| 9502 | 95 | 125 | 3,0 | 4,0 | 135 | 165 | 295 | 130 |
| 1312 | 130 | 170 | 4,5 | 5,5 | 185 | 225 | 405 | 100 |
| 1512 | 150 | 200 | 5,0 | 6,5 | 216 | 264 | 470 | 90 |
| 1712 | 175 | 225 | 5,5 | 7,0 | 243 | 297 | 525 | 80 |
| 2312 | 230 | 300 | 7,0 | 9,0 | 324 | 396 | 675 | 70 |
| 2512 | 250 | 320 | 7,5 | 10,0 | 351 | 429 | 745 | 60 |
| 2712 | 275 | 350 | 8,5 | 11,0 | 387 | 473 | 820 | 60 |
| 3012 | 300 | 385 | 9,5 | 12,0 | 423 | 517 | 905 | 50 |
| 4212 | 420 | 560 | 14,5 | 17,0 | 612 | 748 | 1340 | 50 |
| 4612 | 460 | 615 | 16,0 | 20,0 | 675 | 825 | 1480 | 50 |

**Tabla D2 – Números de catálogo de 2322 593 3... y 2322 593 6...** $I_{p\,máx}$ = 1200 A

| sufijo del número de catálogo | Valores máximos: tensión eficaz de trabajo (V) | Valores máximos: tensión de c.c. de trabajo (V) | Valores máximos: energía transitoria 8/20 µs (J) | Valores máximos: energía transitoria 10/1000 µs (J) | características: tensión a 1 mA mín. (V) | características: tensión a 1 mA máx. (V) | características: máxima tensión de limitación a 50 A (V) | características: capacidad típica a 1 kHz (pF) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 6002 | 60 | 85 | 6 | 4,6 | 90 | 110 | 210 | 600 |
| 7502 | 75 | 100 | 9 | 5,5 | 108 | 132 | 250 | 530 |
| 9502 | 95 | 125 | 9,5 | 7,0 | 135 | 165 | 310 | 460 |
| 1312 | 130 | 170 | 14 | 9,5 | 185 | 225 | 425 | 390 |
| 1512 | 150 | 200 | 17 | 11,0 | 216 | 264 | 485 | 340 |
| 1712 | 175 | 225 | 20 | 13,0 | 243 | 297 | 550 | 250 |
| 2312 | 230 | 300 | 22 | 16,0 | 324 | 396 | 720 | 190 |
| 2512 | 250 | 320 | 23 | 18,0 | 351 | 429 | 780 | 160 |
| 2712 | 275 | 350 | 26 | 20,0 | 387 | 473 | 850 | 140 |
| 3012 | 300 | 385 | 29 | 22,0 | 423 | 517 | 930 | 110 |
| 4212 | 420 | 560 | 42 | 30,0 | 612 | 748 | 1350 | 90 |
| 4612 | 460 | 615 | 48 | 32,0 | 675 | 825 | 1490 | 80 |

**Tabla D3 – Números de catálogo de 2322 594 6...** $I_{p\,máx}$ = 2500 A

| | Valores máximos | | | | características | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| sufijo del número de catálogo | tensión eficaz de trabajo (V) | tensión de c.c. de trabajo (V) | energía transitoria 8/20 µs (J) | energía transitoria 10/1000 µs (J) | tensión a 1 mA mín. (V) | tensión a 1 mA máx. (V) | máxima tensión de limitación a 50 A (V) | capacidad típica a 1 kHz (pF) |
| 6002 | 60 | 85 | 18 | 8 | 90 | 110 | 185 | 1200 |
| 7502 | 75 | 100 | 21 | 10 | 108 | 132 | 225 | 1000 |
| 9502 | 95 | 125 | 25 | 12 | 135 | 165 | 285 | 900 |
| 1312 | 130 | 170 | 30 | 16 | 185 | 225 | 385 | 730 |
| 1512 | 150 | 200 | 35 | 18 | 216 | 264 | 455 | 600 |
| 1712 | 175 | 225 | 40 | 22 | 243 | 297 | 520 | 480 |
| 2312 | 230 | 300 | 50 | 29 | 324 | 396 | 686 | 360 |
| 2512 | 250 | 320 | 58 | 32 | 351 | 429 | 740 | 320 |
| 2712 | 275 | 350 | 61 | 35 | 387 | 473 | 815 | 290 |
| 3012 | 300 | 385 | 65 | 38 | 423 | 517 | 880 | 240 |
| 4212 | 420 | 560 | 85 | 54 | 612 | 748 | 1310 | 190 |
| 4612 | 460 | 615 | 96 | 59 | 675 | 825 | 1442 | 170 |

**Tabla D4 – Números de catálogo de 2322 595 6...** $I_{p\,máx}$ = 4500 A

| | Valores máximos | | | | características | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| sufijo del número de catálogo | tensión eficaz de trabajo (V) | tensión de c.c. de trabajo (V) | energía transitoria 8/20 µs (J) | energía transitoria 10/1000 µs (J) | tensión a 1 mA mín. (V) | tensión a 1 mA máx. (V) | máxima tensión de limitación a 50 A (V) | capacidad típica a 1 kHz (pF) |
| 6002 | 60 | 85 | 27 | 12 | 90 | 110 | 175 | 2300 |
| 7502 | 75 | 100 | 34 | 14 | 108 | 132 | 210 | 1900 |
| 9502 | 95 | 125 | 42 | 19 | 135 | 165 | 270 | 1700 |
| 1312 | 130 | 170 | 53 | 26 | 185 | 225 | 360 | 1300 |
| 1512 | 150 | 200 | 61 | 30 | 216 | 264 | 415 | 1100 |
| 1712 | 175 | 225 | 70 | 35 | 243 | 297 | 480 | 920 |
| 2312 | 230 | 300 | 89 | 48 | 324 | 396 | 650 | 700 |
| 2512 | 250 | 320 | 98 | 51 | 351 | 429 | 695 | 630 |
| 2712 | 275 | 350 | 109 | 56 | 387 | 473 | 765 | 600 |
| 3012 | 300 | 385 | 116 | 61 | 423 | 517 | 835 | 520 |
| 4212 | 420 | 560 | 150 | 93 | 612 | 748 | 1225 | 400 |
| 4612 | 460 | 615 | 167 | 102 | 675 | 825 | 1342 | 380 |

## E: Disipación.

### *Disipación en estado estable*

En la parte principal de este texto se insiste en que es importante asegurar que la tensión que se aplica a la VDR de ZnO durante los periodos sin alteraciones esté muy por debajo de la que causa la máxima disipación admisible de la VDR, con lo que queda un amplio margen para la disipación extra debida al transitorio. Esto es especialmente importante con las VDR de ZnO ya que tienen coeficientes negativos de temperatura, lo que supone que a mayor disipación (y por lo tanto mayor temperatura) la resistencia de la VDR disminuirá, ocasionando un incremento mayor de la potencia disipada.

La disipación eficaz de una VDR es:

$$VI = V(V/C)^{\alpha} = V^{\alpha+1}/C^{\alpha}$$

Como la disipación eficaz es proporcional a $V^{\alpha+1}$, tan solo un 2% de incremento de la tensión eficaz que se aplica a una VDR con un valor de $\alpha = 35$ duplicaría la potencia disipada por la VDR.

La potencia disipada por una VDR conectada a una fuente de potencia de c.a. es algo difícil de calcular porque si una tensión senoidal se aplica a una VDR de ZnO, la corriente en la VDR no es una senoide sino una onda compleja que contiene sólo armonicos impares debido a la característica tensión/corriente no lineal. Similarmente, una corriente senoidal producirá una tensión armónica impar compleja. Afortunadamente, para un valor dado de $\alpha$, no hay una relación constante entre la disipación eficaz de una VDR conectada a una tensión senoidal y su disipación cuando está conectada a una tensión de c.c. con una amplitud igual a la tensión eficaz. Si se conoce esta relación, es fácil calcular la disipación de una VDR con la fórmula:

$$P_{ca} = pP_{cc} = p\frac{(V_{eficaz})^{\alpha+1}}{C^{\alpha}}$$

Donde p es la relación de la potencia para una tensión senoidal dividida por la potencia para una tensión de c.c. igual al valor eficaz de la senoide.

La figura E1 da p para varios valores de $\alpha$ y $\beta$. Derivando la ecuación de la potencia disipada para una tensión senoidal se obtiene:

$$P_{ca} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2}(VI)\,dt$$

donde T es el periodo de la tensión senoidal $V = \hat{V}\,\mathrm{sen}\,\omega t$ y $V = \sqrt{2}V_{eficaz}$.
Sustituyendo V e I tenemos:

$$P_{ca} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2}\frac{(\sqrt{2}V_{rms}\,\mathrm{sen}\,\omega t)^{\alpha+1}\,dt}{C^{\alpha}}$$

$$= \frac{(\sqrt{2}V_{rms})^{\alpha+1}}{C^{\alpha}}\,\frac{2}{T}\int_0^{T/2}(\mathrm{sen}\,\omega t)^{\alpha+1}dt$$

que puede escribirse

$$P_{ca} = pPdc$$

de donde

$$p = (\sqrt{2})^{\alpha+1}\,\frac{2}{T}\int_0^{T/2}(\mathrm{sen}\,\omega t)^{\alpha+1}dt$$

*Ejemplo: Cálculo de la potencia en reposo disipada por una 2322.592.62512 conectada a una fuente de tensión de c.a. de 220V ± 10%.*

La potencia disipada es:

$$P_{ca} = p\,\frac{V_{rms}^{\alpha+1}}{C^{\alpha}}$$

De la característica tensión/corriente (figura B1)

$$\left.\begin{array}{l} V_{1\,mA} = 351\,V \\ y \\ V_{10\,\mu A} = 281\,V \end{array}\right\}\ \text{valores en los casos peores}$$

por lo tanto,

$$\beta = \frac{\log(351/281)}{\log(1000/10)} = 0{,}048 \quad (\text{i.e.}\ \alpha = 20{,}7)$$

este valor de $\beta$ corresponde a p = 300, ver la figura D1.

$$C = V/I^{\beta} = \frac{351}{(0{,}001)^{0{,}048}} = 490$$

La potencia disipada puede ahora calcularse así:

$$P_{220\,V} = 300\,\frac{(220)^{21{,}7}}{(490)^{20{,}7}} = 4{,}2\ mW$$

$$P_{242\,V} = 300\,\frac{(242)^{21{,}7}}{(490)^{20{,}7}} = 33\ mW$$

$$P_{250\,V} = 300\,\frac{(250)^{21{,}7}}{(490)^{20{,}7}} = 67\ mW$$

con lo que todas están por debajo del valor máximo de 100 mW para esta VDR.

### *Disipación con transitorios*

*Ejemplo: Cálculo de la energia disipada en una VDR que está expuesta a un transitorio según IEC 60-2, sección 6.*

Una VDR expuesta a un transitorio de corriente con un extremo principal de ascenso lineal y un recorrido descendente exponencial (E) que es la suma de la energia disipa-

da en el periodo ascendente y la que se disipa durante el tiempo de caida:

$$E = V_p I_p \left( \frac{t_1}{(\beta+2)} + \frac{t_2 + t_1}{(\beta+1)\ln 2} \right)$$

donde:

$V_p$ es la tensión correspondiente a $I_p$, la corriente de pico y $t_1$ y $t_2$ vienen dados en la figura A1.

La tabla E1 muestra la energia que se disipa cuando se aplican algunos transitorios con varias $I_p$ a una VDR 2322.592.62512. $V_p$ se obtiene de la característica tensión/corriente. Los valores de $\beta$ son promedios que se calculan con las curvas V/I en los casos peores, ver la figura B1. El número de impulsos que la VDR puede soportar se obtiene de la figura C1.

**Tabla E1**
**Energia disipada en una VDR 2322 592 62512 expuesta a un impulso según IEC 60-2, sección 6.**

| $I_p$ (A) | $V_p$ (V) | | $t_1/t_2$ (us) | energia disipada en la VDR (julios) | número de impulsos que una VDR puede soportar |
|---|---|---|---|---|---|
| 400 | 1060 | 0,17 | 8/20 | 7,8 | 1 |
| 50 | 745 | 0,09 | 8/20 | 0,73 | $10^4$ |
| 25 | 704 | 0,06 | 8/20 | 0,36 | $10^6$ |
| 10 | 644 | 0,05 | 8/20 | 0,13 | $10^6$ |
| 12 | 658 | 0,05 | 10/1000 | 10,9 | 1 |
| 3 | 613 | 0,05 | 10/1000 | 2,5 | $10^6$ |

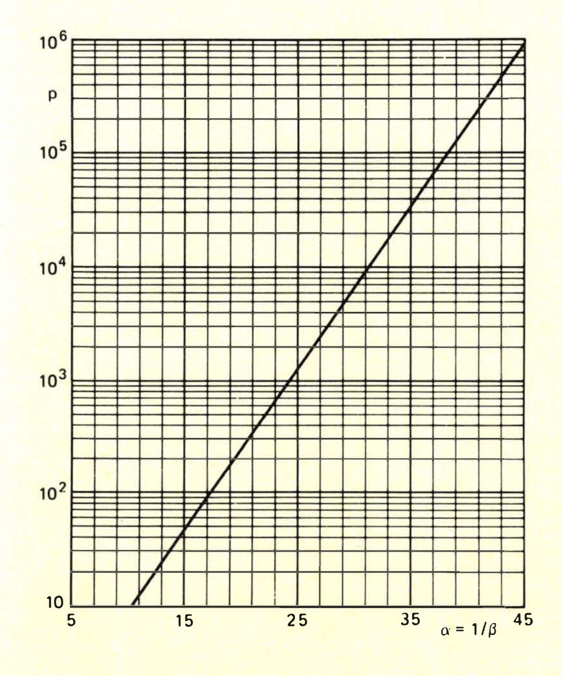



Figura E1. Relación entre la disipación eficaz de una tensión senoidal y la tensión c.c. de amplitud igual al valor eficaz de la tensión senoidal como función de $\alpha$ y $\beta$

# Procesadores de sincronismos TDA 2577 y TDA 2578

**Este artículo dá la descripción y aplicación de los circuitos procesadores de sincronismos TDA2577 y TDA2578.**

**Además de las funciones para la sincronización vertical y horizontal, estos circuitos integrados incorporan también el oscilador vertical y el comparador con el excitador de salida.**

## INTRODUCCION

Los TDA2577 y TDA2578 son circuitos integrados para la sincronización horizontal y la salida vertical en receptores de televisión en color. Las principales diferencias entre estos dos circuitos son la polaridad del impulso de salida horizontal y la polaridad de la función silenciadora. El circuito contiene las siguientes funciones.

## A. Sincronización y parte horizontal

- Separador de sincronismo horizontal + inversor de ruidos.
- Oscilador horizontal.
- Etapa de salida horizontal.
- Detector de fase horizontal (sincronización con el oscilador).
- Conmutación de la constante de tiempo del detector de fase (constante de tiempo pequeña durante el enganche).
- Conmutación externa de la constante de tiempo (por ejemplo: rápida para VCR).
- Segundo detector de fase para compensar los retardos de la etapa de salida de líneas.
- Generador del impulso almena con tres niveles.
- Circuito de identificación del transmisor de vídeo.
- Estabilizador y circuito de alimentación para el arranque del oscilador horizontal + etapa de salida.

## B. Parte vertical

- Separador de sincronismo vertical.
- Generador de rampa vertical activado mediante disparo.
- Comparador.
- Ataque de la etapa de salida.
- Generador de impulso de borrado.
- Circuito de guarda.

Los circuitos integrados TDA2577 y TDA2578 están diseñados para ser atacados directamente a partir de la salida de video de nuestros circuitos integrados de F.I., pero tienen un margen suficiente de amplitud del impulso de sincronismo y nivel de continua para satisfacer otras aplicaciones.

El impulso de salida horizontal se controla mediante dos lazos separados para optimizar el ataque del circuito de desviación horizontal. El impulso de salida vertical se diseña para excitar etapas de salida integradas, como el TDA3651 (tubo de 90°) y el TDA3652 (tubo de 110°) pero también se puede utilizar para etapas de salida discretas.

Puesto que el comparador vertical está incorporado también en este circuito, se debe proporcionar una ten-

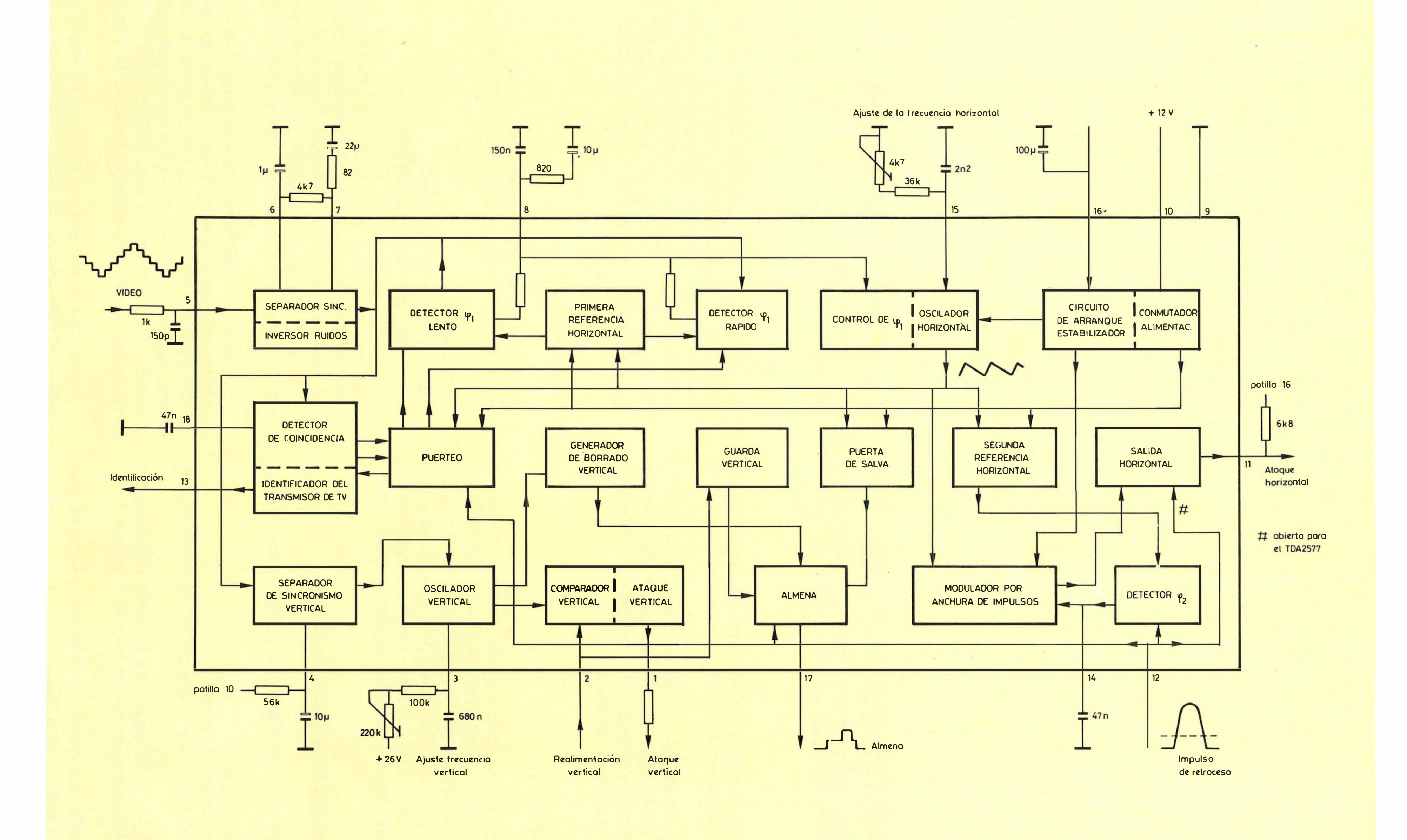



Figura 1.- Diagrama de bloques de los circuitos TDA2577 y TDA2578.

sión de realimentación a partir de la etapa de salida vertical. El impulso almena tiene tres niveles de tensión para puerta de salva/fijación del nivel de negro, borrado de línea y borrado de cuadro. La salida puede atacar los circuitos decodificadores más importantes sin necesidad de utilizar componentes externos.

La señal de salida procedente del circuito de identificación del transmisor de video se puede emplear para silenciar el sonido cuando no se recibe señal de TV.

TDA2577: la función silenciadora actúa en estado alto.
TDA2578: la función silenciadora actúa en estado bajo.

El oscilador horizontal y la etapa de salida se diseñan para comenzar a funcionar con una baja corriente de alimentación, que se puede tomar directamente después del rectificador de red. La tensión de alimentación principal se puede derivar a partir de la etapa de salida horizontal estabilizada. El circuito comienza con un impulso de salida cuyo ciclo de trabajo es del 50%.

Después del arranque, se activa el segundo detector de fase y controla:

- el flanco de bajada del impulso de salida horizontal del TDA2577, el cual inicia el impulso de retroceso;
- el flanco de subida del impulso de salida horizontal del TDA2578, el cual inicia el impulso de retroceso;

El TDA2578 posee un circuito de protección de retroceso; el impulso de salida horizontal se mantiene alto durante el tiempo del impulso de retroceso.

La entrada de retroceso tiene un bajo nivel de conmutación y una gran sensibilidad.

## DESCRIPCION DEL DIAGRAMA DE BLOQUES

El diagrama de bloques del TDA2577 y TDA2578 se da en la figura 1. La señal de entrada de video se debe conectar a la patilla 5.

El circuito precisa una señal con impulsos por flanco de bajada. El nivel de sincronismo debe tener un valor entre 3,75 V y 1 V siendo el nominal de 3,1 V.

El nivel de recorte del separador de sincronismos es independiente de la amplitud del nivel de los impulsos de sincronismo y se determina mediante una red resistiva entre el detector del nivel de sincronismo y el detector del nivel negro.

Mediante la resistencia externa entre las patillas 6 y 7 se puede elegir el nivel de recorte. Con una resistencia de 4,7 k$\Omega$ resulta un nivel del 50% para amplitudes del impulso de sincronismo entre 0,1 V y 1 V. Para amplitudes que superen 1 V pico a pico, el nivel de recorte aumentará.

El inversor de ruido se activa a un nivel de 0,7 V.

Los impulsos de sincronismo ya separados son enviados al primer detector de fase.El primer lazo de control ( $\varphi_1$) compara la fase de la señal de sincronismo horizontal con un impulso que indica el final del retroceso del oscilador horizontal.

El primer detector de fase es conmutado (en condición de sincronismo) con una señal compuesta por el impulso de retroceso de línea y un impulso derivado de la señal del oscilador horizontal. La corriente de salida del detector de fase (patilla 8) es pequeña (constante de tiempo lenta).

Esta acción de conmutar el primer detector de fase se desconecta durante el enganche y el funcionamiento con VCR, mientras que la corriente de salida del detector de fase se incrementa en cinco veces (constante de tiempo rápida). De esta forma se puede diseñar el primer lazo para una buena inmunidad al ruido.

Para el oscilador horizontal se ha elegido una configuración de una patilla con una combinación RC externa (patilla 15). Esta solución consta de dos comparadores, que comparan la forma de onda de tensión existente en la red RC con dos niveles. Estos dos niveles, $V_{bajo}$ y $V_{alto}$, determinan el modo de carga y descarga y están fijados internamente. El condensador externo se carga con una gran corriente, generada por el circuíto, para lograr un tiempo de retroceso pequeño. La salida del detector $\varphi_1$ controla la frecuencia cambiando $V_{bajo}$.

Para ajustar la frecuencia $F_0$, la resistencia externa debe ser variable. La parte variable debe ser pequeña por razones de estabilidad. Por la misma razón, se debe aplicar un condensador adecuado.

El circuito identificador del transmisor de video/detector de coincidencia detecta las condiciones de sincronización, desincronización o la no existencia de señal de video.

Para la condición de sincronización, la tensión en la patilla 18 es 8 V. La corriente del primer detector de fase se conmuta a un valor bajo y se conmuta el detector con lo que resulta una constante de tiempo elevada y una buena inmunidad al ruido. Cuando no existe señal de video, la tensión en la patilla 18 cae a 0,5 V para condiciones en las que sólo exista ruido, ver la figura 2.

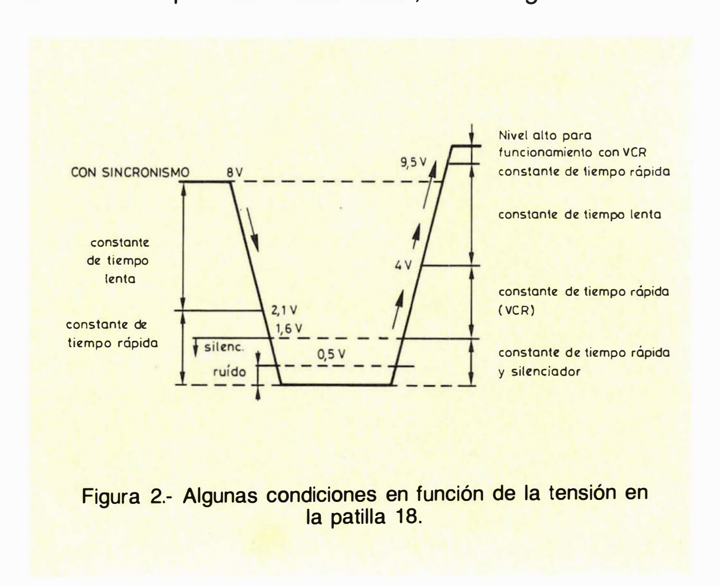



Figura 2.- Algunas condiciones en función de la tensión en la patilla 18.

Cuando la caida de tensión en la patilla 18 excede el nivel de 2,1 V, la corriente del primer detector de fase se conmuta a un nivel alto y se desconecta la acción de puerta permitiendo un rápido enganche del oscilador horizontal cuando aparezca de nuevo una señal video.

Cuando la tensión en la patilla 18 cae por debajo de 1,6 V (no existe coincidencia de línea) se activa el circuito de identificación del transmisor de video (silenciador):

TDA2577: la función silenciadora (patilla 13) actúa en estado alto (seguidor de emisor).
TDA2578: la función silenciadora (patilla 13) actúa en estado bajo (colector abierto)

Cuando se detecta de nuevo una señal de video, la tensión en la patilla 18 subirá a 8 V. Cuando esta tensión exceda el nivel de 1,6 V, se inhibe la función silenciadora y cuando la tensión alcance el nivel de 4 V, la corriente del detector se conmuta a un nivel bajo conectándose la acción de puerta.

Para funcionamiento con VCR, se dispone de dos posibilidades con y sin función silenciadora. Cuando la tensión en la patilla 18 se mantiene por debajo de 4 V, en el modo sincronizado, la función silenciadora se activa. Cuando la patilla 18 tiene un nivel superior a 9,5 V, la función silenciadora no puede operar.

El segundo detector de fase ( $\varphi_2$) compara el impulso de retroceso de línea con un segundo impulso de referencia, derivado de la tensión en diente de sierra del oscilador horizontal. De esta forma, la parte superior del impulso de retroceso se sitúa simétricamente sobre el intervalo de borrado de línea de la señal de video. Este lazo se diseña y optimiza para compensar los retardos de conmutación en la etapa de salida de líneas.

La tensión de salida presente en el condensador del detector de fase (patilla 14) se aplica al modulador por anchura de impulsos y se compara con la tensión en diente de sierra del oscilador. Esto da lugar a un impulso de salida de fase controlada para excitar la etapa de salida horizontal (colector abierto, patilla 11).

TDA2577: El flanco de bajada de la señal de excitación horizontal se controla mediante el detector $\varphi_2$.
TDA2578: El flanco de subida de la señal de excitación horizontal se controla mediante el detector $\varphi_2$.

Se puede obtener un desfase horizontal cambiando la tensión contínua de la patilla 14.

El impulso almena (patilla 17) tiene tres niveles de tensión:

- El nivel más alto es el impulso de puerta de salva (11V), y se puede usar para conmutar la salva para fijación del nivel de negro. Este impulso se determina mediante dos detectores de nivel en el diente de sierra del oscilador horizontal. Es por esto que está fuertemente sincronizado a la señal de video a través del primer lazo de control.
- El segundo nivel (4,5 V) se obtiene a partir del impulso de retroceso de línea y se puede utilizar para borrado de línea.
- El nivel más bajo (2,5 V) se determina mediante un detector de nivel en el diente de sierra vertical (generador de borrado vertical) y se puede usar para borrado de cuadro.

El impulso de sincronismo vertical se separa de la señal compuesta de sincronismo en el separador de sincronismo vertical.

La señal compuesta de sincronismo se integra en un condensador interno. La corriente de carga de este condensador se controla mediante un detector de pico. Un detector de nivel recorta el impulso de sincronismo vertical presente en el condensador para generar un impulso de salida. El nivel de recorte se puede variar inyectando corriente suplementaria en la patilla 4. El impulso de salida del separador de sincronismo vertical dispara el oscilador vertical/generador de rampa.

La resistencia del oscilador (patillla 3) se debe conectar a una fuente de alimentación alta (por ejemplo 26 V) para conseguir un diente de sierra del oscilador vertical lineal. La señal del oscilador se conecta al comparador vertical interno a través de un inversor y una etapa divisora de amplitud.

El otro lado de este comparador se conecta a la patilla 2 (realimentación vertical). La linealidad de la corriente de desviación vertical depende de la tensión en diente de sierra del oscilador en la patilla 3 y la señal de realimentación en la patilla 2.

Como la señal del oscilador se usa también como señal de rampa vertical, la amplitud de la corriente de desviación se deberá ajustar variando la amplitud de la señal de realimentación en alterna de la patilla 2. La salida del comparador ataca el transistor de salida seguidor de emisor de la patilla 1.

La señal de realimentación vertical (patilla 2) se conecta también al circuito de guarda vertical. Cuando el nivel de esta señal esté por debajo de 2,4 V o más alto que 5 V el circuito de guarda insertará un nivel de contínua de 2,5 V en la señal de salida del impulso almena (patilla 17), que se puede usar para un borrado completo de la salida RGB del decodificador de color. De esta forma, se puede proteger el tubo en el caso de que la etapa de desviación vertical trabaje defectuosamente.

Durante la condición de arranque, la alimentación del oscilador horizontal y la etapa de salida horizontal se toma de la tensión de la patilla 16. La señal de salida horizontal comenzará para una corriente de alimentación nominal, en la patilla 16, de 3 mA, lo que implica una tensión de alimentación en la patilla 16 de 5,5 V.

El adecuado funcionamiento de todos los dispositivos se garantiza para una corriente de alimentación de 4 mA, en la patilla 16.

Durante el arranque, la tensión de alimentación principal en la patilla 10 puede ser de 0 V, con lo que es posible tomar la alimentación de la etapa de salida horizontal. El arranque de las otras funciones del circuito integrado depende del valor de la fuente de alimentación principal (patilla 10). Para un nivel de 5 V, en la patilla 10, todas las demás funciones comienzan a trabajar.

La tensión de salida del segundo detector de fase (patilla 14) se fija con un seguidor de emisor NPN, a un valor tal que el ciclo de trabajo de la señal de salida horizontal (patilla 11) sea del 50%. Cuando la tensión de alimentación en la patilla 10 alcanza un nivel de 9,75 V, la corriente de alimentación del oscilador horizontal y la de la etapa de salida se obtienen también a partir de la fuente de alimentación de la patilla 10.

La tensión de la patilla 16 cambiará a un valor estabilizado de 9,6 V. La tensión de alimentación del oscilador horizontal y del modulador por anchura de impulsos se referirán a esta tensión estabilizada.

El cambio de la patilla 16 conmuta el seguidor de emisor NPN de la patilla 14 de tal forma que la tensión en esta patilla es la adecuada para el funcionamiento del lazo.

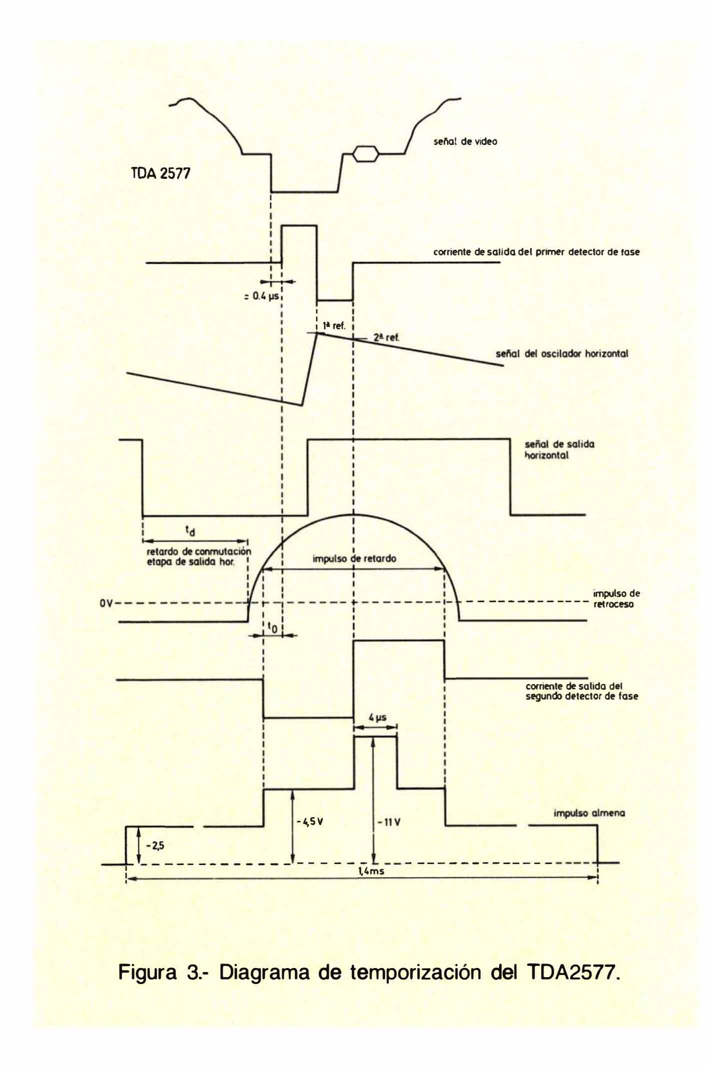



Figura 3.- Diagrama de temporización del TDA2577.

Figura 4.- Diagrama de temporización del TDA2578.

Los diagramas de temporización del TDA2577 y TDA2578 se dan en las figuras 3 y 4 respectivamente.

## APLICACION

### Ajuste de $F_0$

*Oscilador horizontal*

Para el ajuste de $F_0$ del oscilador horizontal, la señal de video de la patilla 5 se debe cortocircuitar a masa. La frecuencia del oscilador se puede regular mediante el potenciómetro externo de la patilla 15.

*Oscilador vertical*

Para el ajuste de $F_0$ del oscilador vertical, la patilla 4 se debe conectar a la patilla 10 ( + 12 V). La frecuencia del oscilador se puede regular mediante el potenciómetro externo de la patilla 3. La frecuencia nominal del oscilador vertical es 46 Hz.

Para una mejor inmunidad al ruido, la frecuencia se puede regular a 48 Hz, pero en ese caso el enganche será más lento. Esto también influirá en la duración del impulso de borrado vertical.

### Funcionamiento con VCR

Para el funcionamiento con VCR, la constante de tiempo del primer detector de fase debe ser rápida y sin acción de puertas. Se dispone de dos posibilidades con y sin función silenciadora.

*Sin función silenciadora*

La tensión de la patilla 18 debe estar por encima de 9,5 V. Esto se puede obtener facilmente conmutando la patilla 18, con una resistencia de 10 kΩ , a la fuente de alimentación de + 12 V como se muestra en la figura 5.

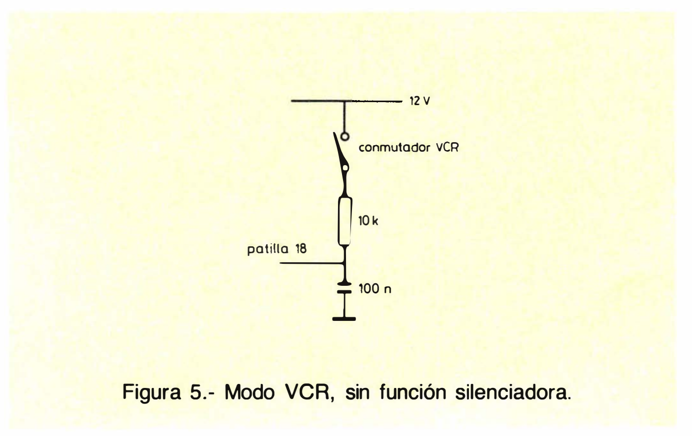



Figura 5.- Modo VCR, sin función silenciadora.

*Con función silenciadora*

Cuando se usa función silenciadora durante el funcionamiento con VCR, la tensión de la patilla 18 se debe mantener por debajo de 4 V. Durante la conmutación al funcionamiento con VCR, la tensión en la patilla 18 debe sobrepasar el nivel de 2,1 V para asegurar que la constante de tiempo del primer detector de fase sea rápida. Esto se puede obtener cuando desaparece temporalmente la señal de vidèo durante la conmutación al funcionamiento con VCR, por ejemplo, conmutando a otro canal.

En este caso la patilla 18 se puede poner a masa con una resistencia de 220 kΩ, como se muestra en la figura 6A.

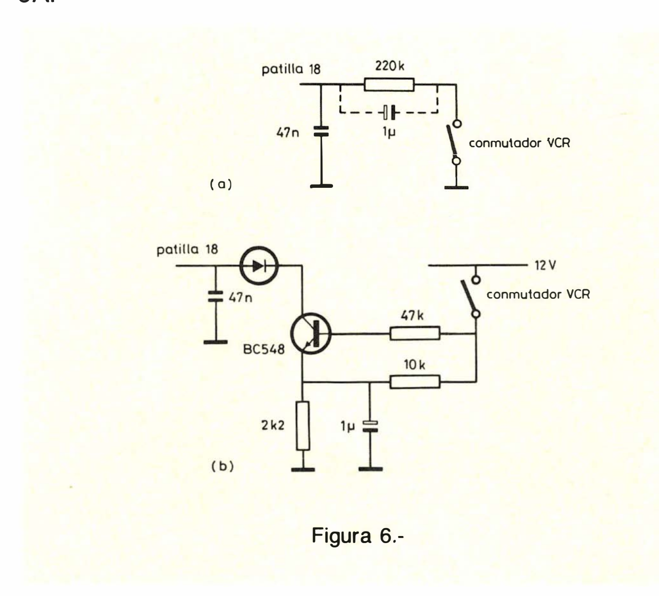



Figura 6.-

Cuando no desaparece la señal de video y por tanto se mantiene la sincronización, se necesita un condensador en paralelo con la resistencia de 220 kΩ para que la tensión en la patilla 18 sea inferior a 2,1 V por breves instantes. Se puede emplear también el circuito de la figura 6B, que ofrece una tensión de fijación mejor definida en la patilla 18 durante el funcionamiento con VCR.

## Circuito de desfase horizontal

El desfase horizontal se puede obtener cambiando la tensión contínua de la patilla 14. Esto se puede realizar con una red resistiva como muestra la figura 7.

La sensibilidad del ajuste de fase a través del segundo lazo de control (patilla 14) es 30 µA/ns (típico). La máxima corriente de control permitida (I en la patilla 14)

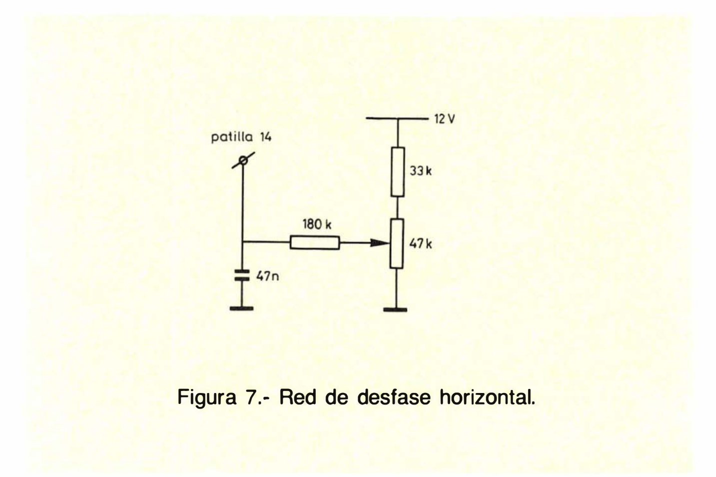



Figura 7.- Red de desfase horizontal.

es + 30 µA y − 45 µA (para muestras N4 del TDA2577 y muestras N2 del TDA2578).

## Señales de entrada

*Fuente de alimentación*

Los circuítos TDA 2577/78 necesitan una corriente de arranque mínima (I en la patilla 16) de 4 mA. Esta corriente debe permanecer al menos en este valor cuando la tensión en la patilla 16 esté estabilizada a 9,6 V. La corriente máxima de entrada es 8 mA. La tensión de alimentación en la patilla 10 es de + 12 V con un consumo típico de corriente de 50 mA (I en la patilla 12, máxima de 65 mA).

La alimentación del oscilador vertical debe ser 25 V o más alta, para limitar la no linealidad de la tensión en diente de sierra del oscilador. Si se aplica el circuito opcional de desfase horizontal, es, esencial para un adecuado funcionamiento arranque/enganche que el impulso de retroceso este presente antes de que alcance los 12 V. Este es usualmente el caso cuando se proporcionan los 12 V a partir del transformador de salida de líneas.

*Entrada de video (patilla 5)*

El nivel de recorte del separador de sincronismos es independiente de la amplitud del impulso de sincronismo de la señal de video.

Una resistencia de 4,7 kΩ, entre las patillas 6 y 7 dará un nivel de recorte del 50%, para amplitudes del impulso de sincronismo comprendidos entre 0,1 V y 1 V. Para amplitudes del impulso de sincronismo que excedan 1 V pico a pico, el nivel aumentará.

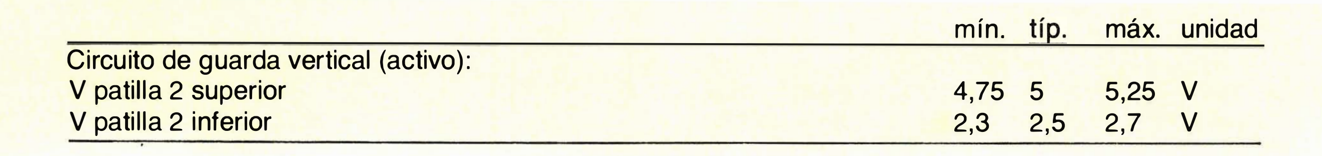
| | | mín | típ. | máx. | unidad |
|---|---|---|---|---|---|
| Nivel superior del impulso de sincronismo | V patilla 5 | 1 | 3,1 | 3,75 | V |
| Amplitud del impulso de sincronismo | V patilla 5 | 0,1 | 0,6 | 1 | V |
| Nivel de recorte | | 35 | 50 | 65 | % |
| Retardo entre la entrada de video y la salida del detector | | | 0,35 | | µs |

*Impulso de retroceso (patilla 2)*

| | | mín. | típ. | máx. | unidad |
|---|---|---|---|---|---|
| Nivel de conmutación | V patilla 12 | | + 1 | | V |
| Corriente de entrada | I patilla 12 | 0.2 | 1 | 4 | mA |
| Impulso de entrada | V patilla 12 | | | 12 | $V_{pp}$ |
| Resistencia de entrada | | | | | |
| Temporización (impulso de sincronismo | | | 2,7 | | k |
| respecto retroceso para el nivel de conmutación) | | | 1,3 | | µs |

*Señal de entrada del comparador vertical (patilla 2)*

La tensión de entrada del comparador vertical se muestra en la figura 8. El circuito de guarda vertical se activa también por la tensión de la patilla 2. Si el circuito de guarda funciona, se insertará una tensión contínua de 2,5 V en el impulso almena (patilla 17).



| | mín. | típ. | máx. | unidad |
|---|---|---|---|---|
| Circuito de guarda vertical (activo): | | | | |
| V patilla 2 superior | 4,75 | 5 | 5,25 | V |
| V patilla 2 inferior | 2,3 | 2,5 | 2,7 | V |

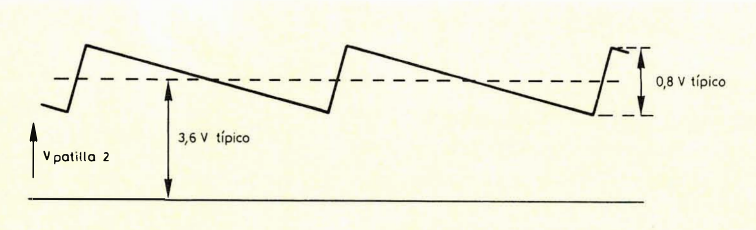



Figura 8.- Tensión de entrada del comparador vertical (V patilla 2).

## Señales de salida

*Etapa de salida horizontal, colector abierto (patilla 11)*

Durante el arranque, el ciclo de trabajo de la señal de salida horizontal es del 50%. Después del arranque se activa el segundo detector de fase que controla la temporización de:
- el flanco de bajada en el TDA2577;
- el flanco de subida en el TDA2578.

Otra diferencia entre ambos circuitos es la duración del impulso de salida.

- TDA2577: El impulso de salida está en estado bajo durante el retardo de conmutación de la etapa de salida horizontal y una parte del retroceso horizontal (ver figura 3).
- TDA2578: El impulso de salida está en estado alto durante el retardo de conmutación de la etapa de salida horizontal y en todo el impulso de retroceso horizontal (ver figura 4).

| | | |
|---|---|---|
| La tensión máxima de salida es: | | |
| alto | 13, 2 V | |
| bajo (condición de arranque) | 0,5 V | I patilla 11 = 10 mA máx. |
| bajo (condición normal) | 0,5 V | I patilla 11 = 40 mA máx. |
| Protección arranque: | | |
| V patilla 11 | mínimo 13 V | máximo 15,75 V |

*Etapa de salida vertical, seguidor de emisor (patilla 1)*

La corriente máxima de salida de la etapa de salida vertical es 20 mA. La tensión de salida (I patilla 1 = 10 mA) es de 10 V, con un mínimo de 9 V y un máximo de 11 V.

*Impulso almena (patilla 17)*

| | mín. | típ. | máx. | unidad |
|---|---|---|---|---|
| El impulso almena tiene tres niveles de salida: | | | | |
| Tensión de salida V en patilla 17: | | | | |
| – Durante la puerta de salva | 10 | — | — | V |
| – Durante el borrador horizontal | 4 | 4,5 | 5 | V |
| – Durante el borrador vertical | 2 | 2,5 | 3 | V |
| Anchura del impulso: | | | | |
| – Puerta de salva | — | 4 | — | μs |
| – Borrador vertical TDA2577 | 1,2 | 1,3 | 1,4 | ms |
| – Borrador vertical TDA2578 | 1,3 | 1,4 | 1,5 | ms |
| ($f_{osc}$ = 46 Hz y C = 680 nF) | | | | |

La anchura del impulso de borrado horizontal es la misma que la anchura del impulso de retroceso para el nivel de conmutación de entrada ( ≃1 V). El retardo entre el comienzo del impulso de sincronismo en la entrada de video y el flanco de subida del impulso de puerta de salva es de 4,9 us,

*Salida de identificación del transmisor de video (patilla 13)*

El detector de coincidencia (patilla 18) detecta las condiciones de sincronización, desincronización o la no existencia de la señal de video y excita el circuito de identificación del transmisor de video (patilla 13).

La salida del circuito de identificación se activa cuando cae la tensión en la patilla 18, como se muestra en la figura 9.

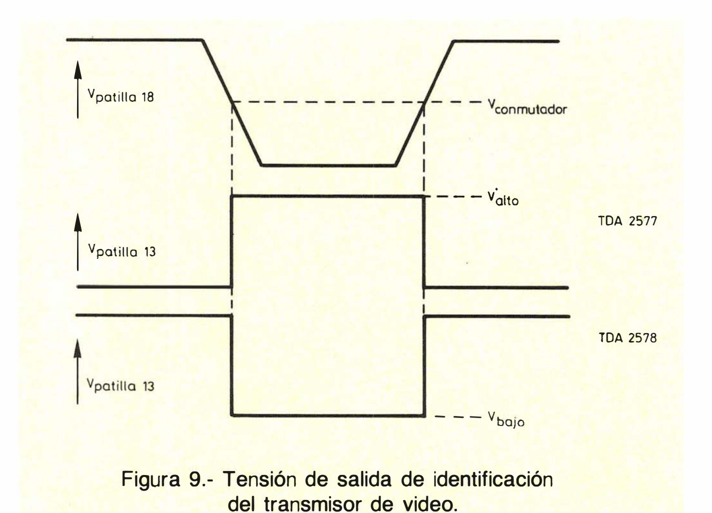



Figura 9.- Tensión de salida de identificación del transmisor de video.

| | mín. | tipico | máx. | unidad |
|---|---|---|---|---|
| TDA2577: Activo en estado alto: | | | | |
| V conmut (patilla 18) | 1,4 | 1,6 | 1,8 | V |
| V alto (patilla 13) | 10 | 11 | — | V |
| ($I_0$ = 1 mA) | | | | |
| Corriente de salida, I patilla 13 | 5 | — | — | mA |
| (activo, no existe sincronismo) | | | | |
| TDA2578: Activo en estado bajo: | | | | |
| V conmut (patilla 18) | 1,4 | 1,6 | 1,8 | V |
| V bajo (patilla 13) | — | — | 0,5 | V |
| ($I_0$ = 1 mA) | | | | |
| Corriente de salida, I patilla 13 | — | — | 10 | mA |
| (activo, no existe sincronismo) | | | | |

La corriente de salida máxima inactiva para ambos circuitos es 1 μA.

## Notas

- El disparo del oscilador vertical mediante señales espúreas en condiciones de ruido se puede evitar en el TDA2577 conectando la salida silenciadora (patilla 14) al detector de pico vertical (patilla 13) a través de una resistencia de 4,7 kΩ en serie con un diodo (ver figura 10). Para el TDA2578 se necesita además un inversor.
- Se puede obtener una buena supresión del rizado me-

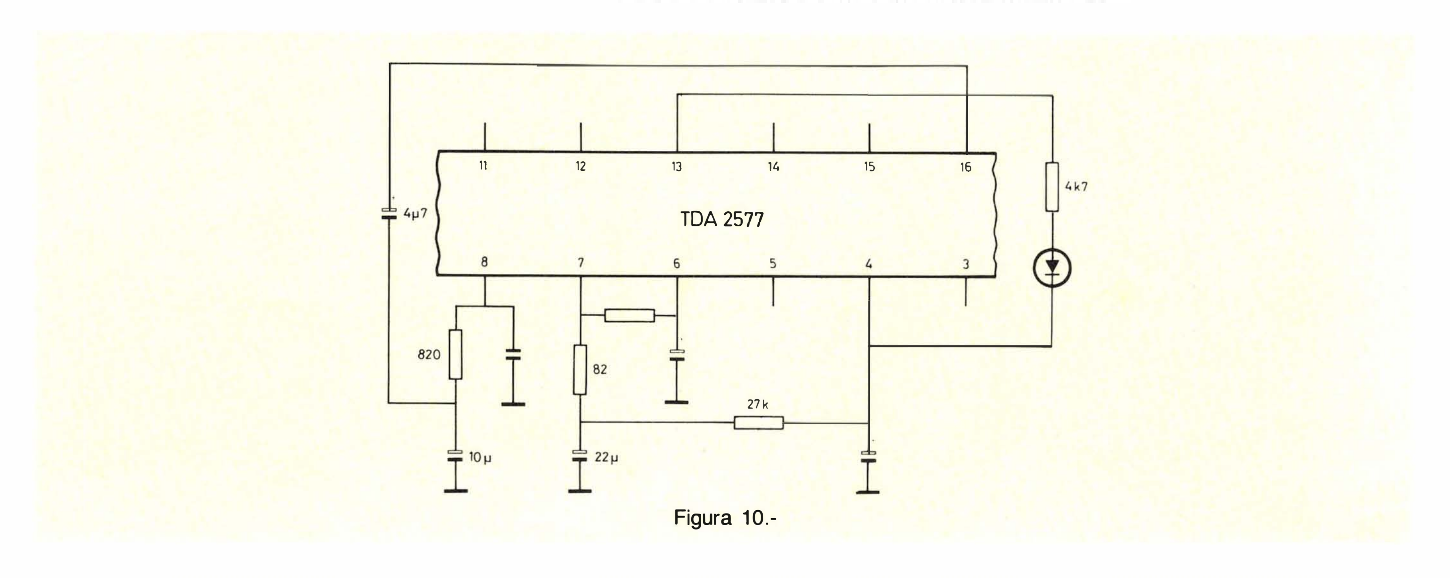



Figura 10.-

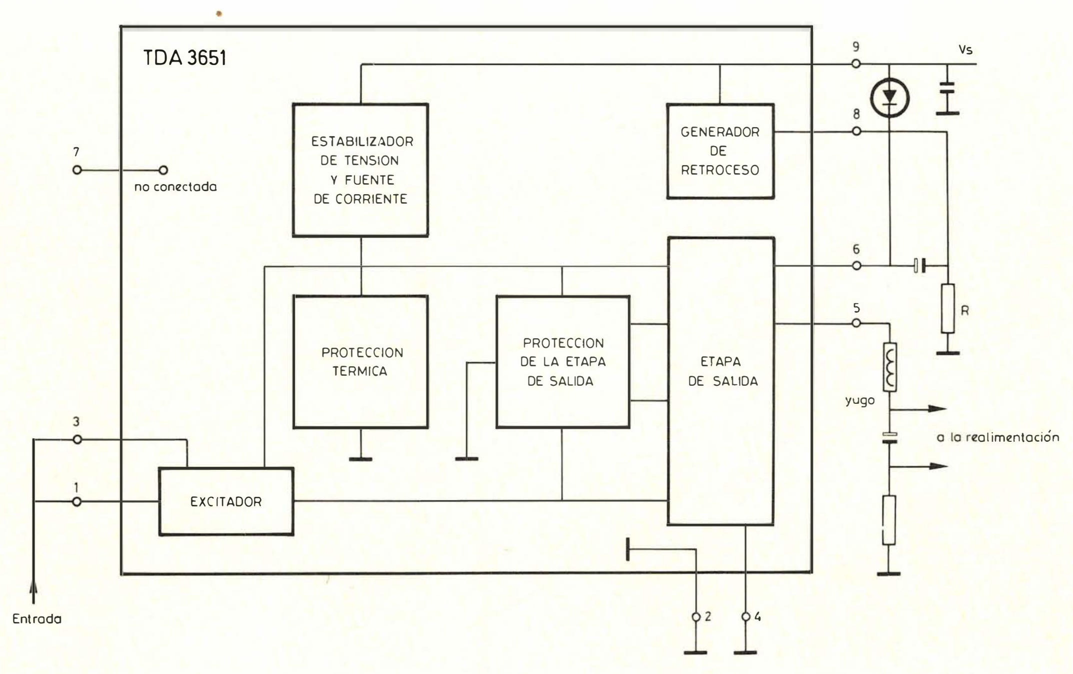



Figura 11.- Diagrama de bloques del TDA3651.

diante un condensador de 4,7 $\mu$F entre la patilla 16 y el condensador de filtro situado en el primer lazo de control (patilla 8). Ver la figura 10.

- Si se desea mejorar el comportamiento del sincronismo vertical para impulsos de sincronismo vertical altamente comprimidos, se puede añadir una resistencia de 27 k$\Omega$ entre la patilla 4 y el punto de conexión entre la resistencia de 82 $\Omega$ y el condensador de 22 $\mu$F de la patilla 7 (ver figura 10).

## Combinación con el TDA3651 ó TDA3652

Se dispone de dos circuitos de desviación vertical para trabajar con circuitos TDA2577 y TDA2578.

- TDA3651: para desviación de 90°.
- TDA3652: para desviación de 110°.

## Algunos datos

- Tensión de alimentación (patilla 9) 10-50 V
- Máxima tensión en la patilla 9, incluyendo generador de retroceso 50 V máx.
- Corriente de salida (pico a pico) TDA3651 (patilla 5) 1,5 A típ.
- Corriente de salida (pico a pico) TDA3652 (patilla 5) 3,0 A típ.
- Corriente de entrada (patilla 1) 0,2 mA típ.

Ambos circuitos tienen especificaciones similares, excepto la diferencia en la corriente de salida.

En la figura 11 se da el diagrama de bloques del TDA 3651, que es similar al del TDA3652.

Estos circuitos integrados contienen circuitos de protección contra sobrecargas (protección SOAR) y contra el exceso de temperatura ( $\geq$ 175°C). El generador de retroceso permite que la tensión media de alimentación sea lo más baja posible para la menor disipación de po-

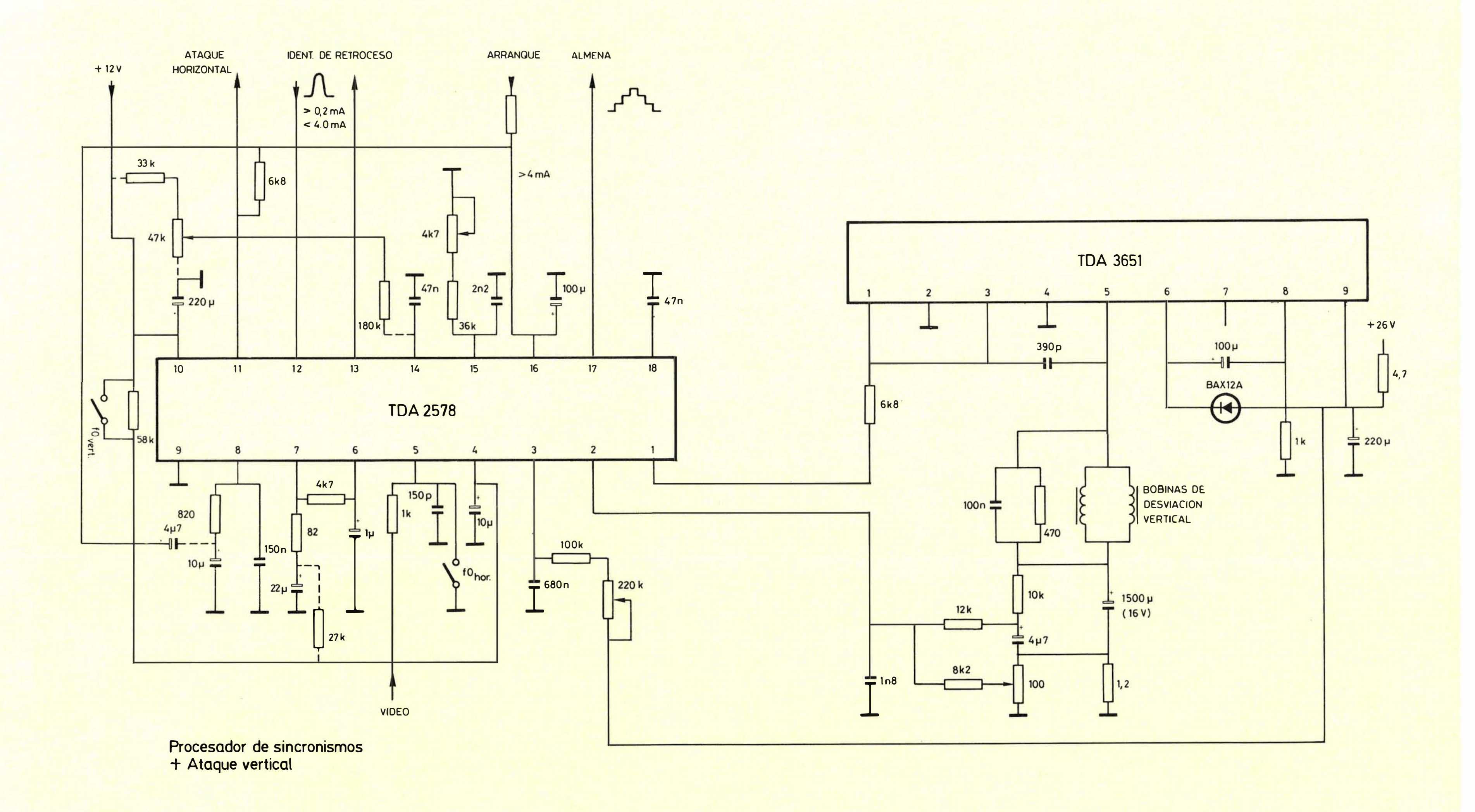



Figura 12.- Aplicación del TDA2578 con el TDA3651.

tencia. Durante el tiempo de retroceso, el generador de retroceso incrementa la tensión de alimentación de la etapa de salida temporalmente con la tensión presente en el condensador situado entre las patillas 6 y 8. Este condensador se carga durante el periodo de exploración a través del diodo y de la resistencia R. La tensión máxima en el condensador es igual a la tensión de alimentación pero se puede reducir aumentando la resistencia (R).

En la figura 12 se da la aplicación de la combinación TDA2578 y TDA3651. El ataque vertical procedente del TDA2578 se conecta a las patillas 1 y 3 del TDA3651.

Los condensadores de 390 pF y 1,8 nF reducen la sobreoscilación de alta frecuencia en el lazo de realimentación. Todos los impulsos horizontales producidos por diafonia en el yugo de desviación se amortiguan mediante la resistencia de 470 $\Omega$ y el condensador de 100 nF.

## Oscilogramas

Los oscilogramas de la figura 13 son típicos de los circuitos integrados TDA2577 y TDA2578.

En la figura 14 se dan las diferencias en el impulso de salida horizontal de ambos circuitos.

TDA2577: El flanco de bajada del impulso de salida horzontal inicia el impulso de retroceso.

TDA2578: el flanco de subida del impulso de salida horizontal inicia el impulso de retroceso, manteniéndose ese primer impulso en estado alto durante el tiempo de retroceso (protección de retroceso).

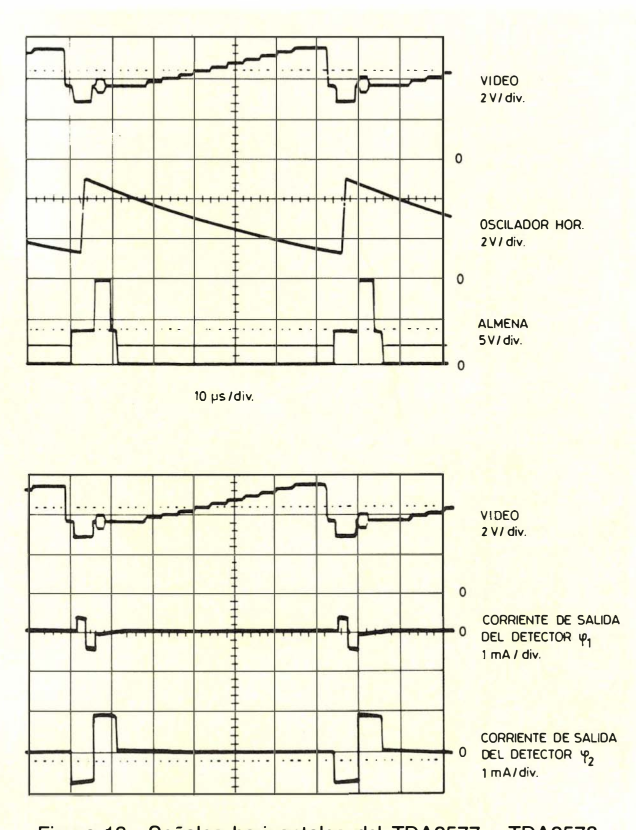



Figura 13.- Señales horizontales del TDA2577 y TDA2578.

Los oscilogramas de la figura 15 muestran las señales verticales de la combinación TDA2578 y TDA3651 (éstos son similares para el TDA2577 y TDA3651).

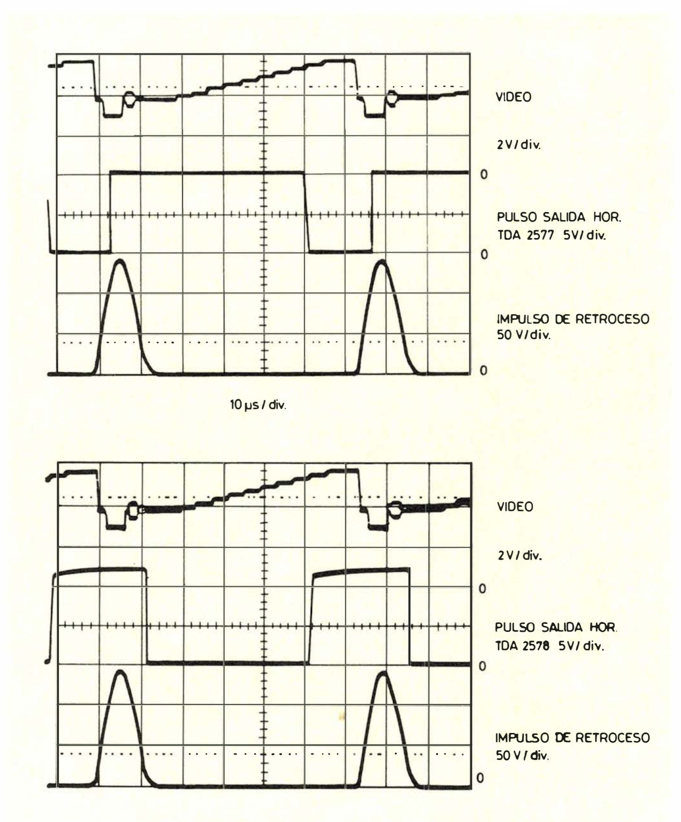



Figura 14.- Diferencias en el impulso de salida horizontal.

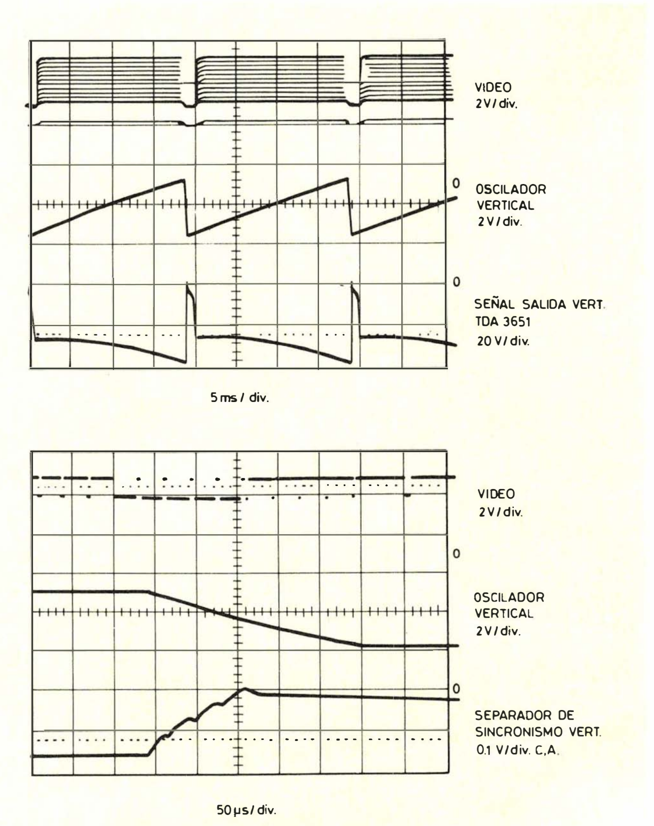



Figura 15.- Señales verticales de la combinación TDA2578 y TDA3651.

# REALICE SU TERMINAL TRC

## OBTENIENDO UN MAXIMO DE PRESTACIONES CON UN MINIMO DE COMPONENTES. CON LOS CIRCUITOS INTEGRADOS.

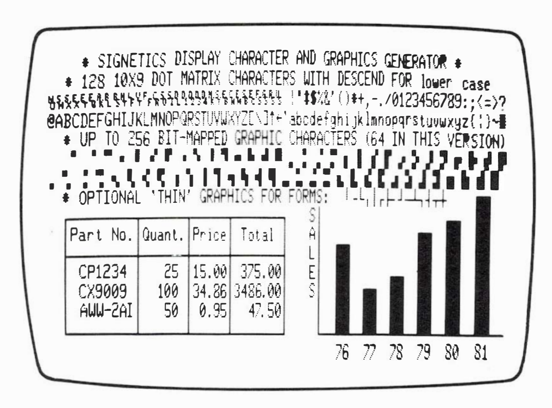
## SIGNETICS 2670 / 2671 / 2672 / 2673

## USADOS CONJUNTAMENTE O NO, PUEDE OBTENER DESDE EL TERMINAL MAS SIMPLE AL MAS COMPLEJO CON EL MISMO DISEÑO Y UN BAJO COSTE.

**2672 PROGRAMABLE VIDEO TIMING CONTROLLER**

Formato de pantalla programable con capacidad de pantalla partida. Hasta 128 filas de hasta 256 caracteres de hasta 16 líneas TV programables, así como los sincronismos horizontal y vertical con operación entrelazada o no. La frecuencia de caracter puede ser hasta 4 MHz.

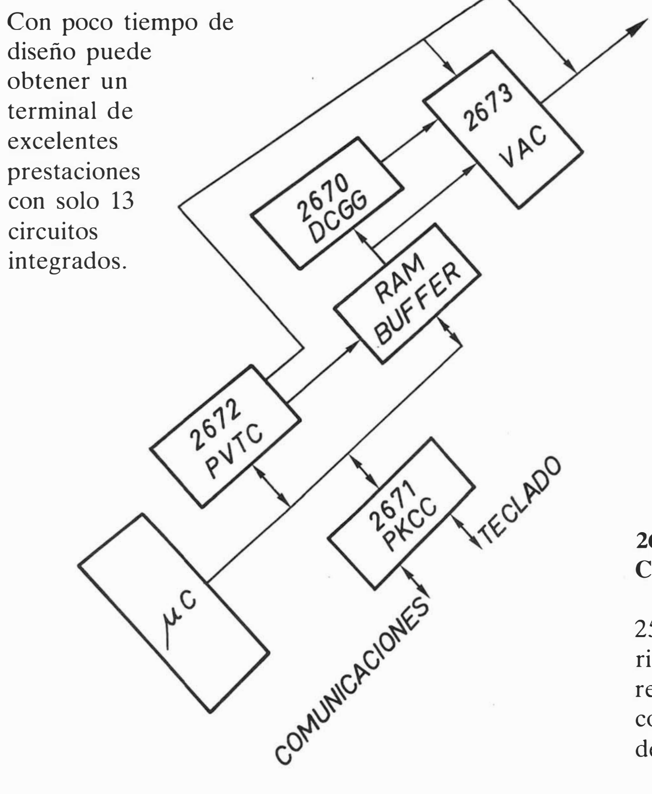
Permite configurar el "buffer" en modo independiente, compartido, transparente y de fila. Genera el direccionamiento hasta 16 K de RAM permitiendo operear en páginas simple o múltiple. Proporciona señales para el control de funciones auxiliares como cursor, lápiz de luz, sublineado, parpadeo,...




**2670 DISPLAY CHARACTER AND GRAPHICS GENERATOR**

Proporciona 128 matrices de 10 x 16 puntos para caracteres de 10 x 9 con minúsculas. También 256 gráficos "bit mapped", así como gráficos finos opcionales.

Con poco tiempo de diseño puede obtener un terminal de excelentes prestaciones con solo 13 circuitos integrados.




**2671 PROGRAMABLE KEYBOARD AND COMUNICATIONS CONTROLLER**

Proporciona la codificación de un teclado hasta 128 teclas en simple matriz de 8 x 16 con teclas capacitivas o de contacto. Operación codificada o no con 4 códigos por tecla. Velocidad de exploración, "rollover", autorrepetición y tono de salida programables. Proporciona también un receptor-transmisor asíncrono con velocidad de transmisión, parámetros de carácter y generación de corte programables. Operación "full-duplex" con modas autoeco y mantenimiento. Puede usarse por consulta o interrupción.

**2673/2673 A VIDEO AND ATTRIBUTES CONTROLLER**

Genera el reloj de carácter a partir de un oscilador de punto hasta 25 MHz y un divisor programable de 6 a 12 puntos por carácter. Serializa los datos a visualizar con posible retardo de medio punto para redondeo. Añade el cursor y control el fondo blanco o negro, así como atributos por carácter o zona: baja intensidad, inverso, parpadeo, sublineado, gráficos, señal para lápiz de luz (2673A).

Para más información, diseños estandar o soporte de diseños a dirigirse a

# Diseño de sistemas de altavoces en recintos cerrados (II)

**Como continuación del tema que comenzamos en la revista del mes de Septiembre, Vol 21, nº 8 y 9, en este artículo se estudia todo lo relacionado con la potencia del sistema y se dan algunas consideraciones sobre la construcción del recinto.**

## 1.8. POTENCIA

### 1.8.1. Nivel de presión y potencia sonora.

Existen una serie de unidades para expresar parámetros relacionados con la potencia que suministra una altavoz. Entre ellas destacaremos:

– SPL, nivel de presión sonora, que se define como:

$$\text{SPL} = 20\log_{10}\frac{P}{P_{ref}}\ \text{dB} \qquad (56)$$

– PWL, nivel acústico de potencia, que se define como

$$\text{PWL} = 10\log_{10}\frac{W}{W_{ref}}\ \text{dB} \qquad (57)$$

$P_{ref}$ es la presión de referencia, su valor es $2 \times 10^{-4}$ $\mu$bar ($2 \times 10^{-5}$ N/m).

$W_{ref}$ es la potencia de referencia, su valor es $10^{-12}$ vatios, es decir 1 picovatio. Entonces, una fuente sonora radiando 1 vatio acústico tiene un nivel de potencia sonora de 120 dB.

A frecuencias bajas el altavoz actúa como una fuente sonora de tipo esférico, es decir radia la misma energia en todas las direcciones. Podemos analizar el nivel de presión sonora que existe en una sala concreta. Para no complicar mucho los cálculos supondremos que la fuente sonora es un sistema estéreo, la sala de pequeñas dimensiones y los altavoces colocados en los extremos de una misma pared. Con todas estas premisas podemos afirmar que el nivel de presión sonora en un punto cercano a dicha pared vendrá dado aproximadamente por

$$\text{SPL} = \text{PWL} + 10\log_{10}\left(\frac{1}{A_W} + \frac{4}{R}\right) \qquad (58)$$

$$R = \alpha A(1-\alpha) \qquad (59)$$

Donde $A_W$ es el área de la pared en la que hemos colocado los altavoces; A es el área total de la sala, ambas expresadas en m² y $\alpha$ es el coeficiente de absorción promedio de la sala considerada. Debemos resaltar el hecho de que A es el área total, no el área lateral, puesto que el suelo y el techo también absorben energia.

Un ejemplo nos puede ayudar a clarificar este cálculo. Sea una habitación de 5 m de largo, 3 m de altura y 4 m de ancho, coloquemos los altavoces en los extremos de la pared de 4 m y calculemos la potencia acústica que se necesita para tener cerca de dicha pared un nivel de presión sonora de 90 dB.

$A = 94\ m^2$
$R = (0{,}15 \times 94)/0{,}85 = 16{,}6\ m^2$
$A_w = 12\ m^2$

por lo tanto

$$\frac{1}{A_W} + \frac{4}{R} = \frac{1}{12} + \frac{4}{16{,}6} = 0{,}324$$

y

$$10\log_{10}\left(\frac{1}{A_W} + \frac{4}{R}\right) = -4{,}9\ \text{dB}$$

Mediante la ecuación (57) llegamos a

$$\text{PWL} = 10\log_{10} W + 120\ \text{dB}$$

y sustituyendo PWL en la ecuación (58) obtenemos

$$\text{SPL} = 10 \log_{10} W + 120 - 4{,}9 \text{ dB}$$

entonces

$$10 \log_{10} W = \text{SPL} - 120 + 4{,}9 \text{ dB}$$
$$= 90 - 120 + 4{,}9$$
$$= -25{,}1$$
$$\log_{10} W = -2{,}51$$
$$W = 3{,}09 \text{ mW}$$

Vemos que se necesitan 3 mW de potencia acústica para producir un nivel de presión sonora de 90 dB cerca de la pared. Si colocamos los altavoces en los extremos de la pared de 5 m y repetimos todos los cálculos vemos que se necesitan 3,16 mW de potencia acústica para obtener los mismos 90 dB de nivel de presión sonora; de alguna forma este resultado nos confirma lo que era de esperar, la presión sonora disminuye a medida que aumenta la distancia.

Consideremos nuevamente el recinto cerrado como una fuente puntual esférica radiando energía, siendo la esfera pulsante tan grande como el cono del altavoz y menor que la longitud de onda. Entonces la presión sonora puede escribirse como

$$P = \frac{f \rho U_c}{2r} \text{ N/m}^2 \qquad (60)$$

siendo $U_c$ la velocidad volumétrica del aire movido por el cono en $m^3/s$ y f la frecuencia. Como se estudió en una publicación anterior, en las proximidades de la frecuencia de resonancia con $f > f_o$, el altavoz está controlado por masa y podemos definir la velocidad volumétrica de referencia como

$$U_{c\ ref} = \frac{e_g Bl}{(R_g + R_E) 2\pi A f M_A} \qquad (61)$$

y la presión de referencia como

$$P_{ref} = \frac{e_g Bl}{(R_g + R_E) 4\pi r A M_A} \qquad (62)$$

siendo r la distancia entre el punto donde medimos la presión y el altavoz. A es el area efectiva del cono y $M_A$ viene dada por la ecuación (5)

Volviendo al circuito equivalente de la figura 3 podemos expresar la velocidad volumétrica como

$$U_c = \frac{e_g Bl}{A(R_g + R_E)\sqrt{\{R_A^2 + (\omega M_A - 1/\omega C_A)^2\}}} \qquad (63)$$

donde

$$(\omega M_A - 1/\omega C_A)^2 = \omega_o'^2 M_A^2 \left( \frac{\omega}{\omega_o'} - \frac{\omega_o'}{\omega} \right)^2$$

y recordando la ecuación (4) y la ecuación (34)

$$\omega_o'^2 = \frac{1}{M_A C_A} \qquad (4)$$

$$Q_T = \frac{\omega_o' M_A}{R_A} \qquad (34)$$

podemos volver a escribir

$$U_c = \frac{e_g Bl}{(R_g + R_E)\, \omega_o' A M_A \sqrt{\left\{ \frac{1}{Q_T^2} + \left( \frac{\omega}{\omega_o'} - \frac{\omega_o'}{\omega} \right)^2 \right\}}} \qquad (64)$$

Sustituyendo la ecuación (64) en la ecuación (60) y dividiendo por la ecuación (62) llegamos a la relación

$$20 \log_{10} \frac{P}{P_{ref}} =$$

$$20 \log_{10} \frac{\omega}{\omega_o'} - 10 \log_{10} \left\{ \frac{1}{Q_T^2} + \left( \frac{\omega}{\omega_o'} - \frac{\omega_o'}{\omega} \right)^2 \right\} \qquad (65)$$

siendo $\omega$ la pulsación a la cual estamos efectuando la medida.

Cuando las medidas se hacen con un micrófono de alta calidad colocado en el punto a ensayar, la respuesta en frecuencia sigue fielmente la ecuación (65).

Un detalle a resaltar es que el nivel de presión sonora en la resonancia difiere del nivel de presión sonora fuera de la resonancia, puesto que en la resonancia tenemos

$$20 \log_{10} \frac{P}{P_{ref}} = -10 \log_{10} \frac{1}{Q_T^2} = 20 \log_{10} Q_T \qquad (66)$$

### 1.8.2. Potencia que es capaz de manejar un sistema de altavoces montados en un recinto cerrado.

La potencia que puede soportar un altavoz montado en un recinto cerrado, es la máxima potencia que en regimen contínuo puede soportar el altavoz. Este parámetro no debe ser confundido con la potencia musical, la cual se mide generalmente en términos de cargas pulsantes a frecuencias bajas; en el apartado 1.8.6. se hablará nuevamente de la potencia musical.

La máxima potencia que puede manejar el sistema puede definirse como

$$\text{PHC} = \frac{V^2}{R}$$

donde R es la impedancia del altavoz dada por el fabricante y V es la tensión medida en extremos de la bobina móvil; la señal utilizada para este tipo de medidas proviene de un generador de ruido (más adelante se especificará que tipo de ruido). El sistema funcionando contí-

nuamente debe ser capaz de soportar estas condiciones durante cien horas, al cabo de las cuales, deben cumplirse todas las especificaciones a excepción de la frecuencia de resonancia, que puede haber disminuido ligeramente.

El mismo principio se puede aplicar a un sistema multivias, pero en este caso la máxima potencia manejada se referirá a cada uno de los altavoces que componen el sistema. Entonces

$$PHC_1 = \frac{V_2^2}{R}$$

es la potencia que puede soportar un altavoz y

$$PHC_2 = \frac{V_1^2}{Z}$$

es la potencia que soporta el sistema, ver la figura 13.

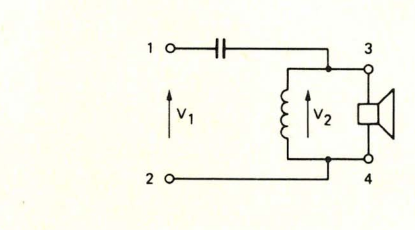



Figura 13.

La tensión aplicada a la entrada del filtro separador de frecuencias es $V_1$ y la tensión que llega al altavoz que estamos considerando es $V_2$.

Es posible construir un sistema de altavoces en el cual cada uno de ellos por separado pueda soportar la potencia máxima especificada para el conjunto; esto seria muy caro, puesto que los altavoces de agudos (tweeters) manejan potencias mucho menores que los altavoces de graves (woofers).

Recordemos que la frecuencia fundamental más elevada producida por un instrumento musical convencional es algo superior a los 4000 Hz. Es evidente que un tweeter manejará muy poca potencia, pues solo tendrá que reproducir armónicos de la nota fundamental y ello supone una menor amplitud.

Vemos que es muy difícil predecir cual será la máxima potencia que un sistema puede manejar. Para establecer la potencia que en un sistema puede soportar cada altavoz, deben considerarse varios factores pero el más importante es que tipo de sonidos queremos reproducir y sobre esta base, establecer unos márgenes de seguridad lo suficientemente amplios para evitar la posible inutilización de alguno de los altavoces que componen el sistema. Para ello necesitamos conocer el espectro de energía de los sonidos que deseamos reproducir, cosa que, como es obvio, es muy difícil de predecir.

Se han establecido para distintos tipos de música, clásica, moderna, funcional, etc., la distribución de energía en función de la frecuencia llegándose a unos estándares.

En Europa las normas IEC DIN definen claramente el espectro de ruido que debe ser utilizado para la comprobación de altavoces y sistemas de altavoces, ver figura 14.

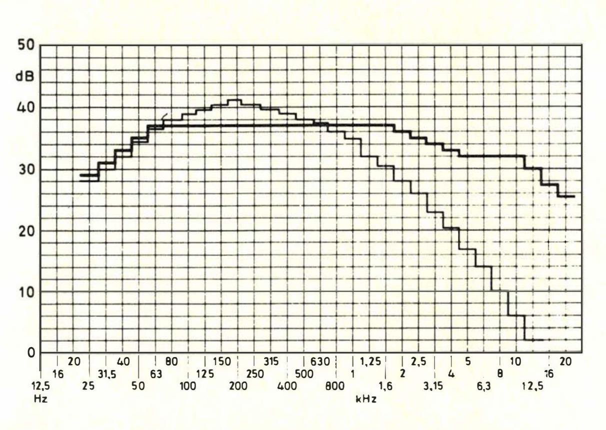



Figura 14.

Como es fácil de comprobar, aún para personas no expertas en el tema, la música de tipo moderno tiene una distribución de energía distinta de la que pueda tener una pieza de música clásica; éste es el motivo por el que en la figura 14 aparecen dos líneas diferentes. La línea de trazo grueso es la que corresponde a tipos de música estridente y por lo tanto la que contempla estos casos especiales.

Un estudio de una gran cantidad de grabaciones nos conduce a la figura 15. Esta curva puede ser utilizada para determinar aproximadamente como se reparte la potencia total que puede soportar el sistema multivias. Por ejemplo, sea un sistema de dos vias con frecuencia de cruce de 1200 Hz. Sobre el eje de abcisas en los 1200 Hz levantemos una perpendicular y por el punto de corte de dicha perpendicular y la curva tracemos una paralela al eje de abcisas, esta paralela corta al eje de ordenadas en un punto (75%). Esto nos indica que el reparto de energía es un 75 % para el woofer y un 25% para el tweeter. En un sistema de 20 vatios, el woofer tendría que soportar 15 vatios y el tweeter 5 vatios.

Se debe tomar un márgen de seguridad, puesto que esta relación que hemos considerado en la figura 15 no tiene en cuenta que mediante los controles de graves y agudos de los amplificadores podemos variar la cantidad de graves y agudos que debe reproducir el sistema. Luego la figura 15 sólo puede tomarse como una aproximación, no como una tabla básica.

La misma figura 15 nos es útil para predecir con cierta proximación como se distribuye la potencia en un sistema de tres vias. Sea un sistema de 40 vatios y frecuencias de cruce de 630 y 2500 Hz. Las potencias que resultan son 25,6 vatios para el woofer, 8,8 vatios para el altavoz de medios (squawker) y 5,6 vatios para el tweeter.

Finalmente, es importante tener en cuenta una cuestión práctica cuando se intente obtener la curva de res-

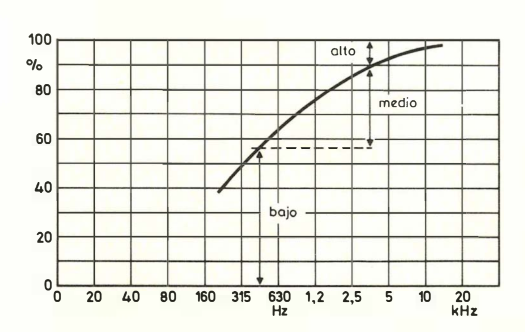



Figura 15.

puesta de un sistema de altavoces. La señal excitadora debe tener una amplitud determinada en función del sistema a ensayar. Si tomamos una gran amplitud, la podrá soportar el altavoz de graves pero corremos el peligro de inutilizar los altavoces de medios y agudos. Si por el contrario tomamos una pequeña amplitud, el altavoz de graves no podrá ser probado, pues casi no reaccionará a la señal excitadora. Debe tomarse una señal de entrada que una vez amplificada, entregue a cada uno de los altavoces del sistema, una potencia algo menor que la potencia que pueda soportar el altavoz más débil.

### 1.8.3. Rendimiento

La potencia acústica en vatios radiada por ambas caras del cono del altavoz es

$$W = |\nu|^2 2R_{MR} \qquad (67)$$

donde v es la velocidad del cono en m/s;
$R_{MR}$ es la resistencia mecánica de radiación en ohmios mecánicos, sistema (M. K. S.).

Considerando que la reactancia inductiva de la bobina móvil es despreciable frente a ($R_g$ + $R_E$), la velocidad del cono del altavoz vendrá dada por

$$\nu = \frac{e_g Bl}{(R_g + R_E)(R_M + jX_M)} \qquad (68)$$

en la cual

$$R_M = \frac{B^2 l^2}{(R_g + R_E)} + R_{MS} + 2R_{MR}$$

$$X_M = \omega M_{MD} + 2X_{MR} - \frac{1}{\omega C_{MS}}$$

donde $M_{MD}$ es la masa del sistema móvil, $X_{MR}$ es la reactancia mecánica de radiación y $C_{MS}$ es la compliancia mecánica de la suspensión. Calculando el módulo de $\nu$, elevando dicho módulo al cuadrado y sustituyéndolo en la ecuación (67) podemos escribir

$$W = \frac{2e_g^2 B^2 l^2 R_{MR}}{(R_g + R_E)^2 (R_M^2 + X_M^2)} \qquad (69)$$

La máxima transferencia de energía del amplificador al altavoz se obtiene cuando la resistencia interna del amplificador es igual a la resistencia en corriente contínua del altavoz. Entonces

$$W_E = \frac{e_g^2}{4R_g} \qquad (70)$$

Dividiendo la ecuación (69) por la ecuación (70) y multiplicando por 100 se obtiene el rendimiento del altavoz con relación a la máxima potencia de salida del amplificador

$$\eta = \frac{W}{W_E} \times 100 = \frac{800 B^2 l^2 R_g R_{MR}}{(R_g + R_E)^2 (R_M^2 + X_M^2)} \,\% \qquad (71)$$

Para poder estudiar el rendimiento en función de la frecuencia, se define una nueva potencia de referencia, esta potencia de referencia se define para ambas caras del cono, con lo que el rendimiento será:

$$\eta_{ref} = \frac{800 R_g B^2 l^2 A^2 \rho}{2\pi c (R_g + R_E)^2 (M_{MC} + 2M_{MR})^2} \qquad (72)$$

pero a bajas frecuencias

$$R_{MR} = \frac{\omega^2 A^2 \rho}{2\pi c}$$

con lo que la ecuación (72) se convierte en

$$\eta_{ref} = \frac{800 B^2 l^2 R_g R_{MR}}{2\pi c (R_g + R_E)^2 (M_{MC} + 2M_{MR})^2} \qquad (73)$$

Esta ecuación nos da el rendimiento del altavoz en la zona plana de la curva de respuesta.

La relación entre el rendimiento a frecuencias medias y bajas, dada en la ecuación (71), donde las radiaciones no son direccionales, y el rendimiento de referencia es

$$\frac{\eta}{\eta_{ref}} = \frac{\omega^2 (M_{MC} + 2M_{MR})^2}{R_M^2 + X_M^2} \qquad (74)$$

Una situación interesante se produce cuando llegamos a la frecuencia de resonancia $X_M$ = 0, entonces la ecuación (74) se convierte en

$$\frac{\eta}{\eta_{ref}} = \frac{\omega_o^2 (M_{MC} + 2M_{MR})^2}{R_M^2} = Q_T^2 \qquad (75)$$

Así, si se conoce el rendimiento de referencia se puede calcular fácilmente el rendimiento en la resonan-

cia mediante la ecuación (75)

$$\eta = \eta_{ref} Q_T^2 \quad (76)$$

Los valores del rendimiento dados en las ecuaciones (71), (72), (73) contemplan ambas caras del cono, por tanto debe tomarse la mitad, puesto que sólo obtendremos energía útil de la parte frotal del altavoz.

Cuando el altavoz está montado en un recinto cerrado, el efecto de la impedancia de la parte posterior del cono, modifica las ecuaciones tratadas en este apartado. La impedancia del cono del altavoz varia en función de las dimensiones del recinto.

La compliancia de dicho recinto depende del volumen del mismo, de la cantidad y tipo de material absorbente. Si nos limitásemos puramente a un tratamiento matemático del problema, las ecuaciones resultantes serian complicadas y difíciles de manejar. Por ello se utilizarán métodos de aproximación que nos proporcionen resultados que aunque con un pequeño error, sean válidos para nuestro propósito.

Un altavoz excitado por un amplificador con $R_s = 0$ es un caso teórico en el cual podemos definir el rendimiento como:

$$\eta = \frac{W_A}{W_{in}}$$

donde $W_A = \nu^2 R_{MR}$ es la potencia acústica radiada y $W_{in} = i^2 R_E$, es la potencia eléctrica consumida por el altavoz.

La potencia acústica radiada en la resonancia puede expresarse como:

$$W_A = \nu^2 R_{MR} = \left( \frac{Bli}{\omega M_M} \right)^2 R_{MR} \quad (77)$$

Para un recinto cerrado de grandes dimensiones $R_{MR}$ puede tomarse como en el caso de bafle infinito

$$R_{MR} = 1{,}57 \omega^2 r^4 \rho / c$$

entonces

$$\eta = \left( \frac{Bli}{\omega M_M} \right)^2 \frac{1{,}57 \omega^2 r^4 \rho}{c} \times \frac{1}{i^2 R_E} = \frac{1{,}57 B^2 l^2 r^4 \rho}{M_M^2 R_E c} \quad (78)$$

donde $M_M = M_{MC} + M_{MR} + M_{MB}$. La resistencia de la bobina móvil es $R_E = \sigma l/s$ donde $\sigma$ es la resistividad específica del hilo, l su longitud y s su sección. La masa de la bobina móvil viene dada por

$$M_c = l s \beta$$

donde $\beta$ es la densidad del hilo. Nos interesa despejar el valor de $l^2/R_E$ para sustituirlo en la ecuación (78). Puesto que $R_E = \sigma l/s$ y $M_c = l s \beta$ si despejamos s tendremos $s = \sigma l/R_E$ y sustituyendo este valor en $M_c = l s \beta$ obtenemos $M_c = l^2 \sigma \beta / R_E$ con lo que $l^2/R_E = M_c / \sigma \beta$. Sustituyendo este valor en la ecuación (78) tenemos

$$\eta = \frac{1{,}57 B^2 M_c r^4 \rho}{\sigma \beta M_M^2 c} \quad (79)$$

El valor de $M_M = M_{MC} + M_{MR} + M_{MB}$ es el que hace que el rendimiento en un recinto cerrado sea menor que en el caso de bafle infinito.

### 1.8.4. Normas y definiciones de potencias

En Europa se han adoptado las normas D I N para determinar las prestaciones de un altavoz, ya que son las normas que abordan el problema con mayor profundidad. No es el propósito de este artículo exponer dichas normas. El lector que desee un análisis más detallado puede consultar las normas DIN 45500 y 45573.

Además de la potencia que es capaz de manejar un altavoz o sistema de altavoces que ha sido estudiada anteriormente, hay dos niveles de potencias con los que alguna vez nos podemos encontrar. Estos niveles son: potencia operativa y potencia musical. Cada uno de ellos sirve para propósitos distintos y no hay ninguna relación directa entre ellos.

### 1.8.5. Potencia operativa

Es la potencia de entrada al sistema necesaria para producir una presión sonora de 12 $\mu$b a un metro, o bien 4 $\mu$b a tres metros.

Recordando la definición de nivel de presión sonora, los 12 $\mu$b equivalen a un SPL de 86 dB, y los 4 $\mu$b equivalen a un SPL de 86 dB.

La potencia operativa de un altavoz deberá medirse en condiciones de espacio libre y el nivel de presión sonora deberá ser de 96 dB a un metro de distancia de la fuente sonora.

La potencia operativa se mide en vatios eléctricos y se determina fácilmente conociendo la tensión y la intensidad de la señal de entrada necesaria para producir, a la distancia determinada, el nivel de presión sonora establecido.

### 1.8.6. Potencia musical

La potencia musical es la máxima potencia que puede aplicarse al altavoz o sistema de altavoces, durante un corto periodo de tiempo (2 segundos), sin que se produzca distorsión audible. Se utiliza una señal sinusoidal de frecuencias comprendidas entre los 250 Hz y el límite de frecuencia más bajo especificado en las características. Como es lógico, esta potencia es mayor que la potencia que se puede aplicar en régimen contínuo.

## 1.9. PROPOSICIONES Y CONSTRUCCION DEL RECINTO CERRADO

Una ventaja de los sistemas de recinto cerrado es que no existen unas dimensiones óptimas y se puede

conseguir un mismo volumen con distintas dimensiones.

Las dimensiones del recinto cerrado están generalmente en proporciones de 5: 3 y 4: 3 pero no hay ninguna razón para que en algunos casos se pueda llegar a relaciones del orden de 2: 1.

El primer modo normal de vibración interna del recinto tiene lugar cuando la mitad de la longitud de onda es igual a la profundidad de dicho recinto. La mínima profundidad del recinto se calculará a partir de la frecuencia de cruce del woofer, por ejemplo, si la frecuencia de cruce es de 500 Hz implica que $\lambda/2$
la profundidad no puede ser mayor de 344 mm.

Así mismo, con un material absorbente, si la profundidad del recinto es mayor que $\lambda/4$, la reactancia de la parte posterior del cono se vuelve positiva, lo que nos aproxima a las condiciones de bafle infinito. Como consecuencia, la profundidad interior del recinto debe estar comprendida entre la mitad y la cuarta parte de la longitud de onda de la frecuencia de cruce del woofer.

Para minimizar el efecto resonante del recinto, es conveniente que el woofer se monte en la parte baja del frontal (nunca en posición central) que los altavoces que componen el sistema esten desplazados respecto de los ejes de simetría del recinto y que las paredes de dicho recinto tengan un determinado grosor.

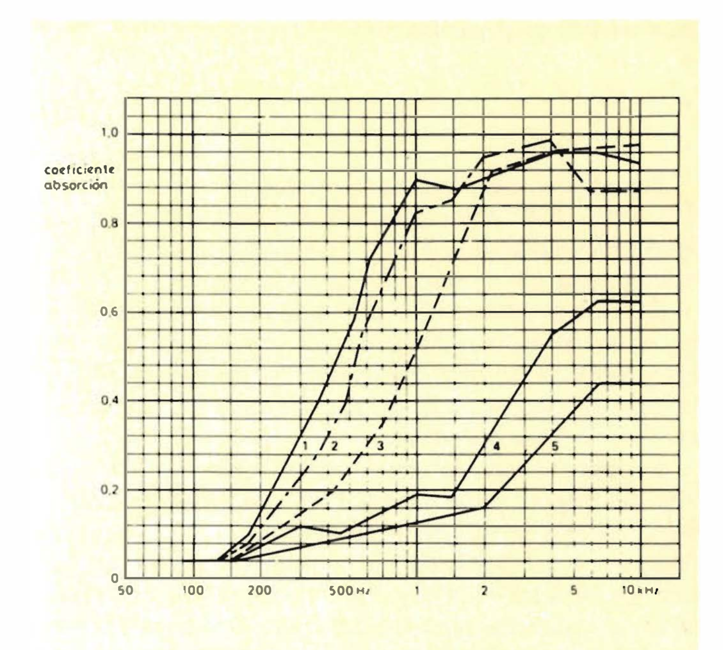



Figura 16. Absorción relativa de los materiales absorbentes más usuales. Curva 1, Kapoc expandido. Curva 2, retales de algodón. Curva 3, lana de vidrio. Curva 4, restos de lana. Curva 5, fibra de poliester.

## 1.10 DETERMINACION DEL VOLUMEN DEL RECINTO

En la sección 1.7 se ha estudiado el efecto de la compliancia del recinto en la frecuencia de resonancia. Para un incremento dado de la frecuencia de resonancia A, el volumen del recinto puede ser calculado con ayuda de las ecuaciones (54) y (55). El volumen será

$$V = \frac{0{,}87\rho c^2 A^2}{S_s\left\{\left(1+\frac{\Delta}{100}\right)^2 - 0{,}87\right\}}\ m^3 \qquad (80)$$

donde $S_s$ es la rigidez del altavoz y A el área efectiva del cono.

El método empleado en el montaje de los altavoces afecta al volumen del recinto. Si éstos están sujetos por la parte interior del frontal del recinto, el volumen ocupado por los altavoces es mayor que si se montan por la parte exterior del frontal del recinto.

## 1.11 CONSTRUCCION DEL RECINTO CERRADO

Es importante en el diseño de un recinto procurar la máxima rigidez y estanqueidad. Vibraciones en las paredes que componen el recinto pueden provocar distorsiones y afectar negativamente a la máxima potencia que puede soportar el sistema. Los materiales más empleados son: conglomerado y contraplacado. No se recomienda un sellado sólido de las aristas. La forma de unión de las distintas caras del recinto dependen del sistema de fabricación, pero siempre deben formar un compartimento estanco. Particular atención a este respecto debe prestarse al área circundante al conector de entrada por donde pueden fácilmente producirse fugas.

En cuanto al material absorbente existe gran variedad de ellos y, como en la mayoría de los casos, hay que estudiar la relación calidad/precio. Destacaremos en este estudio la fibra de vidrio que aunque es mucho más cara que los demás elementos empleados como absorbentes, tiene una propiedad muy importante que es la estabilidad. En la figura 16 se muestran las características de absorción de varios materiales.

Dado el alto coeficiente de absorción de la fibra de vidrio, una capa delgada de la misma es suficiente en la mayoría de los casos.

En recintos pequeños donde la dimensión mayor es del orden de 450 mm una capa de fibra de vidrio de 12 mm es más que suficiente.

Para poder construir un recinto cerrado multivias nos queda un tema por estudiar, los filtro separadores de frecuencias. Esperamos que en nuevas publicaciones podamos abordar dicho tema. □

## ACUERDO ENTRE PHILIPS / SIGNETICS E INTEL

El 26 de Octubre pasado, Philips/Signetics e Intel anunciaron un acuerdo por siete años por el cual Intel extenderá su licencia a Philips sobre la familia de microcontroladores HMOS 8048 a la familia 8051. Además, Philips/Signetics será fuente alternativa de los microcontroladores 80C48, 80C49, 80C50, anunciados recientemente por Intel. A su vez, Philips transferirá a Intel la tecnología de sus dos buses patentados, $I^2C$ y $D^2B$, optimizados para aplicaciones electrónicas industriales y de consumo.

El bus Inter-IC ($I^2C$) sirve de enlace de comunicación entre circuitos integrados y/o módulos en un equipo electrónico de consumo. El Digital Data Bus ($D^2B$) enlaza los diferentes dispositivos de un sistema.

Ambas compañías desarrollarán microcontroladores monochip de 8 bits derivados de las arquitecturas del 8048 y 8051 y ambos podrán fabricar los productos desarrollados bajo el acuerdo.

Los dos primeros dispositivos derivados del 8048 serán las versiones CHMOS de Philips, 84C20 y 84C40, que están basados en la arquitectura del 8048 e incorporan el bus $I^2C$. Intel será una fuente alternativa para estos productos. Se espera tener muestras disponibles a finales de 1983.

El Sr. Jack C. Carsten, vicepresidente y director general del grupo de componentes de Intel, dijo: "Nosotros vemos los buses Philips como standars excelentes para aplicaciones electrónicas industriales y de consumo. Esperamos trabajar con Philips/Signetics en el desarrollo de microcontroladores monochip para su rápida expansión en el mercado masivo.

Además, Carstens dijo: "Indudablemente, los desarrollos más importantes en el mundo de los microcontroladores en la década de los 80, estarán basados en tecnología de CMOS como proceso dominante. Existen dos razones para ello. La primera, es que los diseñadores necesitan circuitos con bajo consumo de potencia para equipos portátiles, alimentados con baterías como terminales portátiles, equipos inteligentes remotos e instrumentación médica, por nombrar algunos. La segunda razón es que, las densidades del proceso VLSI están aumentando rápidamente. Esto nos permite añadir la complejidad de proceso de CMOS sin que se vean sensiblemente afectados el costo o las prestaciones".

El desarrollo del proceso CHMOS de Intel combina las ventajas de baja potencia del CMOS con la densidad y prestaciones del HMOS– un proceso de canal N (NMOS) de altas prestaciones.

Además, de acuerdo con el Sr. Cees Koot, director general del grupo de productos MOS de Philips, "La incorporación del hardware capaz de soportar los conceptos de bus $I^2C$ y $D^2B$ directamente en el chip permite al diseñador concentrarse en los aspectos funcionales del sistema sin tener que preocuparse del enlace de comunicación entre las diferentes partes del sistema. Los productos que resultarán de este contrato permitirán también diseños estructurados para aplicaciones de consumo de gran volumen".

El Sr. Mike Hackworth, vicepresidente de Signetics, dijo: "Este acuerdo da lugar a que Intel y Philips/Signetics trabajen juntos en circuitos integrados para aplicaciones en electrónica de consumo. El resultado será nuevos productos que permitan al mercado industrial y de consumo implementar rápidamente sus ideas para los sistemas electrónicos de gran volumen del mañana". Añadió: "Los microcontroladores de 8 bits de Intel tienen la más extensa aceptación del mercado y ofrecen soporte de desarrollo no paralelo.

## AMPLIACION DE LA GAMA DE CONDENSADORES METALIZADOS DE PELICULA

Miniwatt, S.A. anuncia la ampliación de las gamas 365, 366 y 368 de condensadores metalizados de pelicula. Estos condensadores tienen una inductancia inherentemente baja, son estables y mecánicamente robustos para equipos de consumer.

Las series 365 y 366 tienen valores comprendidos entre 470 µF y 3,9 µF, con tensiones de c.c. nominales de 63 V, 100 V, 250 V y 400 V. Los condensadores de la serie 365 se suministran embandados para máquinas de inserción automática; los condensadores 366 son idénticos pero se suministran sueltos.

En la gama 368 se han introducido dos nuevos topes; 9E (22,86 mm.) y 11E (27,94 mm.) y el margen de capacidad ha sido ampliado de modo que ahora cubre desde 1 µF a 5,6 µF (prácticamente el margen completo de la serie 352 a la cual reemplazan). La categoria climática también ha sido aumentada de 21 a 56 días.

Cada uno de estos margenes cumple las principales normas mecánicas y eléctricas Europeas. La información impresa en cada condensador incluye el valor, tolerancia, tensión y tipo de dieléctrico.

Estos condensadores están protegidos externamente con una laca epoxy rígida que es resistente a los disolventes y pirorretardante. Los condensadores tienen terminales radiales con rebordes para controlar la profundidad de inserción. Los topes aseguran también que la laca no alcance la zona del terminal que debe soldarse.

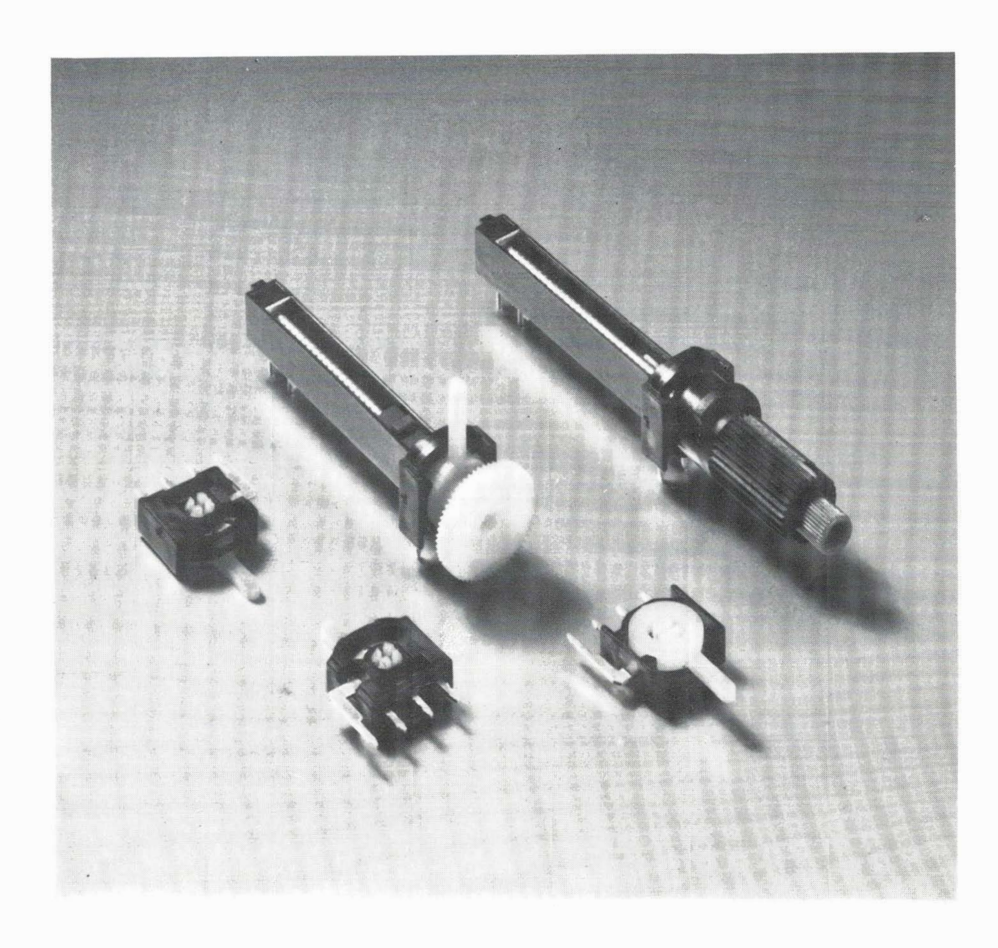
## SELECTOR DE BANDAS AÑADIDO A LA GAMA DE POTENCIOMETROS MULTI-VUELTA

Las gamas de potenciómetros multivueltas de presintonía CMP10, CMP20 y CMP40 de Miniwatt se pueden suministrar ahora con selectores de bandas de tres posiciones.

Estos potenciómetros multi-vuelta están diseñados principalmente para presintonía en sintonizadores de televisión de diodo de capacidad variable, pero también pueden utilizarse en receptores de radio y en cualquier otro ajuste fino de resistencias.

Están disponibles dos versiones de potenciómetros/selectores de bandas; con boton negro (tipo /SK) o con palanca blanca (tipo /SL); los valores nominales (con carga aplicada) de estos conmutadores son 20 mA a 35 V ó 40 mA a 12 V. La resistencia de contacto es de 50 m Ω a 5 mA como máximo y el conmutador tiene 1 polo y 3 contactos.

También se pueden suministrar los selectores de bandas por separado; están disponibles dos versiones: una con todos los terminales alineados y otra con el terminal central desplazado.



## NUEVOS ALTAVOCES CHASIS DE PLASTICO PARA APLICACIONES EN VIDEO Y AUDIO

Miniwatt presenta dos nuevas gamas de altavoces que incorporan todas las características requeridas por los fabricantes de TV, equipos de video y audio portátiles.

Estos altavoces tienen un sistema magnético de ferroxdure, y un blindaje magnético opcional para asegurar un funcionamiento seguro en aplicaciones de TV. El material del cono, resistente a la humedad, está soldado ultrasónicamente al reborde del chasis y las conexiones de la bobina móvil están insertadas automáticamente en los orificios del terminal. Un chásis de plástico hace que estos altavoces tengan una larga vida, siendo el material del mismo UL.

El bajo precio de estos altavoces es la resultante de una fabricación totalmente automatizada. El montaje de estos altavoces es sencillo y barato ya que pueden ser soldados, atornillados o sujetos con muelles al bafle.

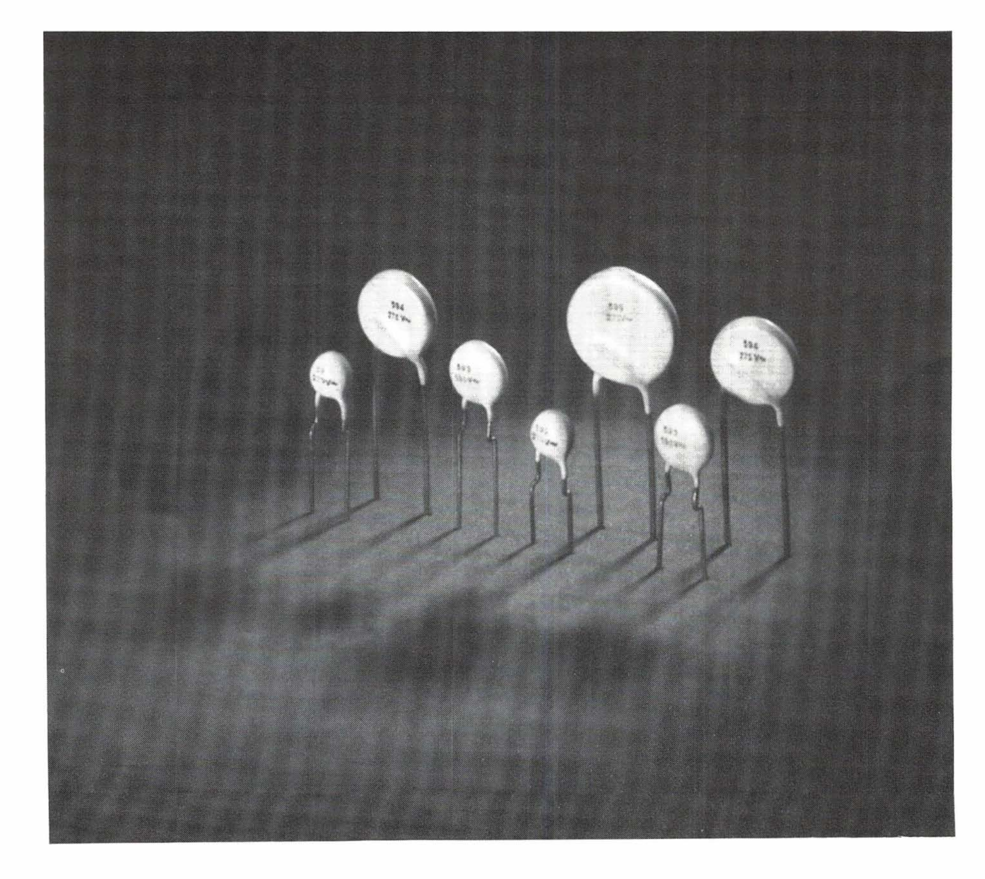
Las medidas de los altavoces son 3"x5" (tipo AD357xx) y 4"x6" (tipo AD357xx); la capacidad de manejo de potencia es 3 W y 4 W respectivamente. Tienen impedancias de 4Ω, 8Ω, 15Ω y 25Ω.

---

## RESISTENCIAS VDR DE ÓXIDO DE CINC

Las resistencias VDR de óxido de cinc suprimen efectivamente tanto los transitorios que lleva la red como los picos generados internamente en los circuitos electrónicos. Estas resistencias responden con rapidez suficiente como para proteger a los semiconductores, son mecánicamente robustas y baratas.

Esta nueva gama se divide en cuatro series de acuerdo con los valores nominales de potencia. Cada serie cubre un margen de tensión de alimentación de 60 - 460 V. Están fabricadas de cerámica con un índice de no linealidad extremadamente bajo (por debajo de 0,02) y pueden soportar corrientes transitorias no repetitivas de hasta 4.500 A.



Las aplicaciones más importantes son:
- Supresión de los transitorios que lleva la red en aplicaciones domésticas y equipos industriales;
- Supresión de los picos generados internamente en los circuitos electrónicos;
- Supresión de los transitorios de línea en telefonía.

### Características



- Máxima corriente de impulsos no repetitiva:

| | |
|---|---|
| serie 592 | 400 A |
| serie 593 | 1.200 A |
| serie 594 | 2.500 A |
| serie 595 | 4.500 A |

- Coeficiente de temperatura (máx.) -0,065 %/K
- Baja tensión de limitación.
- Baja resistencia en serie.
- Indice de no linealidad -0,020 - 0,035
- Característica V/I simétrica.
- Baja corriente de fugas.
- Categoria climática IEC 40 / 125 - 56
- Capacidad de 1 kHz: 50 - 2.300 pF dependiente del tipo.
- Series 592 y 593 disponibles en cintas de montaje radial.

## TERMISTORES PTC PARA CALENTAMIENTO

Posiblemente usted habrá utilizado alguna vez termistores de coeficiente positivo de temperatura como protectores de sobrecargas de corriente y como sensores de temperatura. Pero, ¿sabe usted que también son calefactores muy efectivos?.

Los termistores PTC presentan una rápida subida de resistencia con la temperatura en un determinado margen de temperatura. Así, si se utilizan como elementos calefactores, virtualmente desconectan la potencia a una temperatura bien definida haciendo el mismo trabajo que un elemento de resistencia convencional que trabaja junto con un termostato en serie.

Los elementos PTC calefactores son ideales para aplicaciones que requieren una elevada disipación inicial seguida de una moderada disipación contínua; por ejemplo, calienta platos, y estabilización de temperatura de osciladores de cristal, y por supuesto, la conocida aplicación en rizadores de pelo.

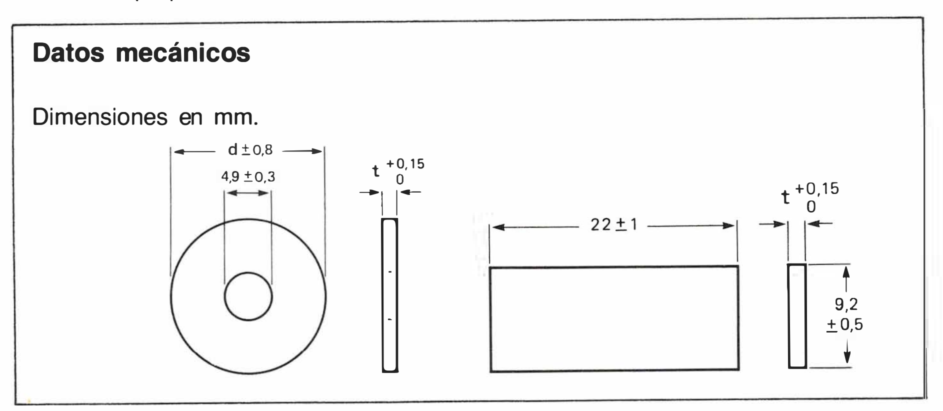
Al contrario que los elementos de resistencia convencionales, no requieren termostatos o circuitos de control para limitar o estabilizar la temperatura. Un elemento PTC es su propio controlador – sensa la temperatura y ajusta la disipación adecuada.

### Ventajas sobre los calefactores convencionales de resistencia

- Temperatura auto-regulada sin oscilación.
- Calentamiento rápido debido a la elevada disipación a bajas temperaturas.
- Excelente estabilidad de temperatura durante larga vida.
- Seguridad intrínseca de sobrecalentamiento.
- Estabilización de temperatura casi independiente de la tensión de alimentación.
- Compensa diferentes temperaturas ambiente.
- No produce interferencias de radiofrecuencia o polución de red.
- No tiene partes móviles
- Tamaño pequeño.

### Aplicaciones

- Calienta platos.
- Yogurteras.
- Calienta biberones.
- Cuece-huevos.
- Rizadores de pelo.
- Evaporadores para aspiradores.
- Calienta comidas.
- Descongelación de refrigeradores.
- Calentadores de limpiaparabrisas.
- Sellado de películas de plástico.
- Kits de empalme de películas.
- Choques automáticos.
- Estabilización de temperatura de osciladores de cristal.




**Gama y datos de funcionamiento**

| | Nº catálogo | $T_s \pm 4\%$ (°C) | $R_{25} \pm 30\%$* (Ω) | $R_{min}$* (Ω) | Diámetro d (mm) | Espesor t (mm) | Disipación $P_1$ (W) | $P_2$ (W) | $P_3$ (W) | $T_h$ (°C) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Tipos de tensión de red máx. 265 V eficaces | 2322 663 94005 | 120 | 470 | 90 | 13 | 1,6 | 28 | 82 | 8 | 125 |
| | 2322 663 94001 | 120 | 270 | 50 | 16 | 1,6 | 39 | 120 | 8,6 | 135 |
| | 2322 663 94006 | 160 | 1500 | 180 | 13 | 1,6 | 30 | 105 | 11 | 150 |
| | 2322 663 94002 | 160 | 820 | 100 | 16 | 1,6 | 45 | 140 | 12,5 | 168 |
| | 2322 663 94007 | 200 | 2700 | 180 | 13 | 1,6 | 39 | 95 | 13,5 | 172 |
| | 2322 663 94003 | 200 | 1500 | 100 | 16 | 1,6 | 53 | 180 | 15,7 | 192 |
| | 2322 680 93011 | 200 | 1500 | 70 | — | 1,6 | 54 | 160 | 16,0 | 186 |
| Tipos de baja tensión máx. 16 V c.c. | 2322 663 95005 | 120 | 3,5 | 1,5 | 13 | 1,0 | 39 | 40 | 8,7 | 121 |
| | 2322 663 95002 | 120 | 2,5 | 1,2 | 16 | 1,0 | 45 | 58 | 9,7 | 126 |
| | 2322 663 95006 | 160 | 3,5 | 1,5 | 13 | 1,0 | 44 | 39 | 13,9 | 160 |
| | 2322 663 95003 | 160 | 2,5 | 1,2 | 16 | 1,0 | 65 | 58 | 14,4 | 168 |
| | 2322 663 95007 | 200 | 3,5 | 1,2 | 13 | 1,0 | 65 | 45 | 17,5 | 187 |
| | 2322 663 95004 | 200 | 2,5 | 1,0 | 16 | 1,0 | 86 | 60 | 17,2 | 195 |
| | 2322 680 93009 | 200 | 2,5 | 1,0 | — | 1,0 | 79 | 67 | 18,0 | 195 |

*$R_{25}$ está medida a <1,5 V c.c., $R_{min}$ a 265 V eficaces (tipos de tensión de red) y a 16 V c.c. (tipos de baja tensión).
* $P_1$ y $P_2$ son las potencias máximas disponibles para calentar un objeto. Debido a las propiedades de control de potencia de los termistores PTC, la disipación disminuye cuando se calienta el objeto. La temperatura del objeto calentado se estabiliza a una temperatura determinada principalmente por el termistor. $P_3$ y $T_h$ son respectivamente la disipación del termistor y la temperatura de un radiador práctico en equilibrio térmico.
$P_1$ fué medida para cada termistor montado en un radiador infinito a 22° C (transfiere calor desde los dos lados del termistor).
$P_2$ fué medido para cada termistor montado entre dos radiadores infinitos a 22°C (transfiere calor desde los dos lados del termistor).
$P_3$ fué medida para cada termistor montado en un radiador de aluminio de 60 mm x 60 mm x 2 mm a una temperatura inicial de 22° C (transfiere calor desde un lado del termistor).
$T_h$ fué medida carca del termistor.

## ¿Qué es lo que hace del 30 AX algo tan especial?

*Tubos de imagen 30 AX

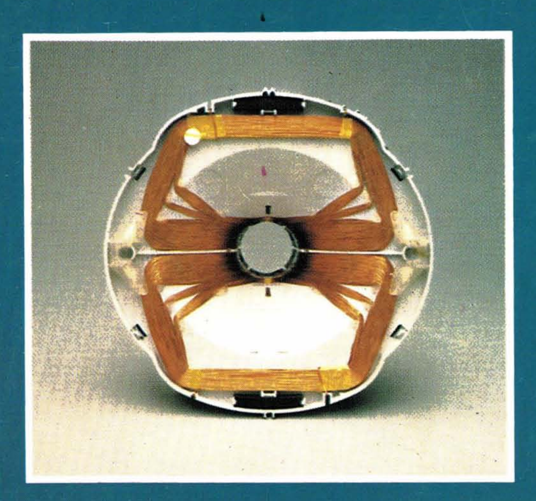
El sistema 30 AX se ha desarrollado a partir de la experiencia ganada con los sistemas autoconvergentes ya existentes como el 20 AX, y mediante posteriores investigaciones se ha logrado una distribución de campos magnéticos dinámicos (campos de desviación) y estáticos (campos de corrección de tolerancias mecánicas) que combinadas con una especial morfología del tubo, permiten obtener un barrido de pantalla libre de distorsiones y exento de errores de convergencias dinámica y estática, sin necesidad de ningún ajuste manual y conservando la ventaja de "bobina separada", es decir que cualquier bobina puede montarse con cualquier tubo.

Procedimiento:

a) El propio tubo está dotado de tres protuberancias en su cono que situan la *bobina en su posición axial correcta automáticamente*. (ver portada)

b) Una de las anteriores protuberancias se alberga en un alojamiento que al efecto posee la bobina, situándola en su *posición angular correcta*.

c) *No existe unidad multipolo*, se sustituye por un anillo magnético, en el interior del tubo y magnetizado automáticamente en fabricación.



*Deflectora 30 AX

Prestaciones:

- Bobina intercambiable y autoposicionable.
- No hay ajustes de convergencias dinámica y estática, ni de pureza de color, ni de orientación de trama.
- Mayor sensibilidad y mejor forma de trama por el empleo de una nueva bobina de desviación.
- Menor área de impacto (spot) y mayor uniformidad de enfoque por el empleo de un nuevo cañón.
- Contorno de imagen curvilíneo, por el empleo de nuevo ranurado de la máscara que sigue los bordes de la pantalla.

| | Tubo | Bobina |
|---|---|---|
| **20"** | A51-540X | AT 1250 |
| **22"** | A56-540X | AT 1260 |
| **26"** | A66-540X | AT 1270 |

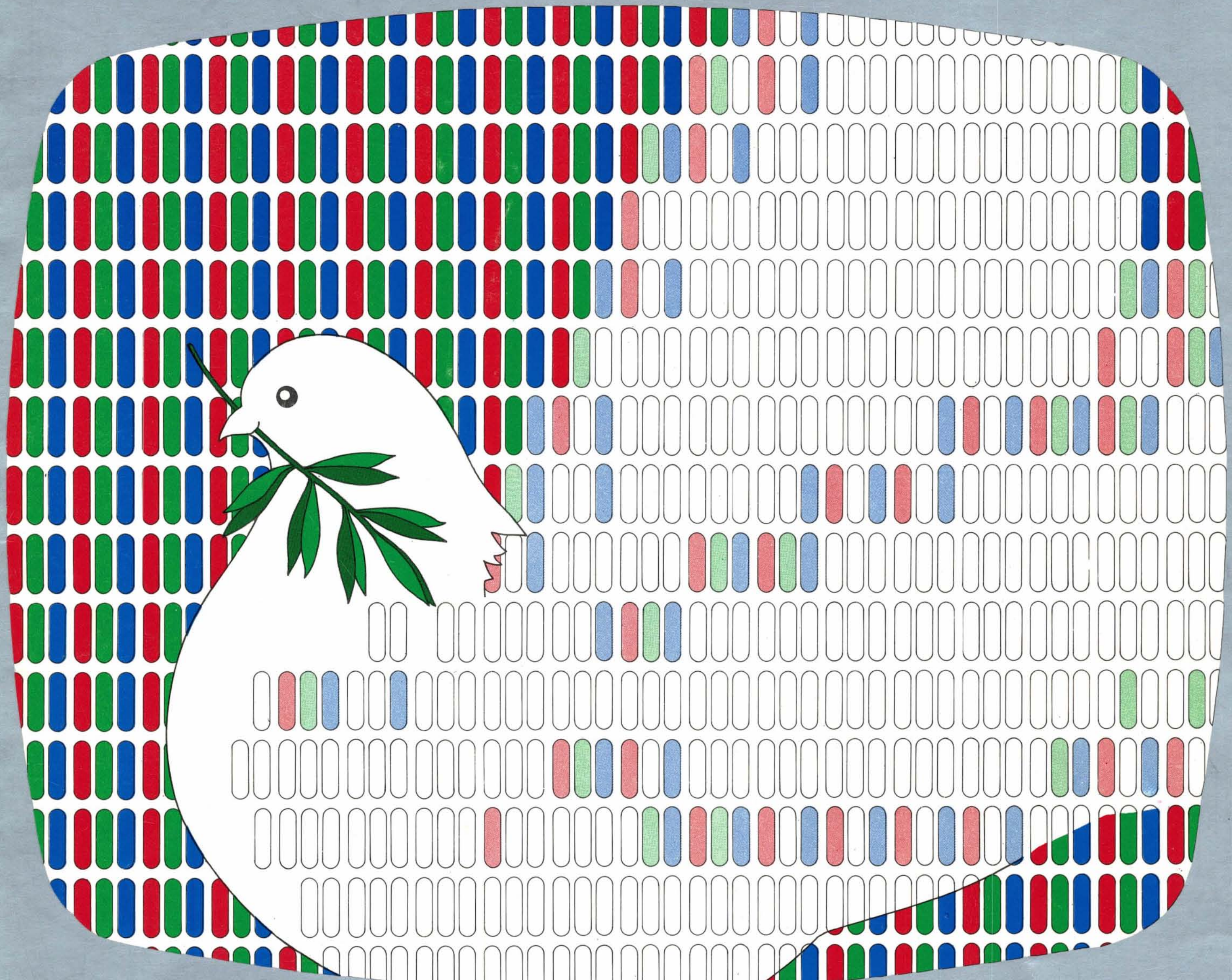
Miniwatt

Miniwatt s.a.

**división comercial** **barcelona**-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e **madrid**-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00

**domicilio social y división industrial** **barcelona**-4 paseo zona franca, 15 telf. 331 51 00 telex nº 52523 miniw e

Vol. 21 num 12 Diciembre 1982 Ro



Felices Fiestas y próspero Año Nuevo
Bones Festes i pròsper Any Nou
Merry Christmas and happy New Year

Miniwatt s.a.

diciembre 1982

**Director**

D. José M.ª Llevat Grau

**Editor**

Miniwatt, S.A.
Departamento de Publicaciones Técnicas

**Coordinación**

D. Enrique Riverola García
D. Rafael Rizo Aramburu

**Redacción**

D.ª M.ª Dolores Forns-Samsó

**Consejo Asesor de Redacción**

D. Antonio Griñó Berjón
D. Ernesto Tassis Bosch

**Producción**

GENERAL GRAFIC, S.A.
Caspe, 172
Barcelona-13
Depósito Legal: B-18387 —61
ISSN: 0210 . 2641










Vol. 21 Núm. 12 Diciembre 1982 145 ptas.

# Indice



**Revista Miniwatt**

Publicado por:

Miniwatt, S.A.
Balmes, 22 - Teléfono 301 63 12 - BARCELONA - 7
Suscripción anual (11 números) ..... Ptas. 1.300
Precio ejemplar ..... Ptas. 145
Cambio domicilio ..... Ptas. 25

# Editorial

*A nuestros lectores:*

*Hace más de un año que el Director de esta Revista se vió obligado a ausentarse de su puesto de trabajo y como consecuencia delegó su responsabilidad en el equipo de colaboradores que había elegido.*

*Es muy satisfactorio comprobar que el entusiasmo, constancia y abnegación de este equipo ha sabido llevar adelante eficazmente y sin tregua la redacción y edición de la Revista.*

*Si esta satisfacción fuera también compartida por Vdes., estimados lectores, y en esta confianza les doy anticipadamente las gracias, sería además de un merecido premio para el equipo de redacción la mejor garantía de la continuidad de nuestra querida Revista, ante mi marcha definitiva por pasar a cumplir otras funciones.*

*Desde que iniciamos en Junio de 1980 una nueva andadura, hemos pretendido mejorar nuestra publicación, solicitado y buscado opiniones y opciones y hemos ido optando por las alternativas que hemos creído satisfactorias a la mayoría de nuestros lectores. Queda todavía mucho por hacer, por mejorar, para que sea una Revista verdaderamente útil e interesante y, sobre todo, para lograr que sea un vínculo de transferencia a nuestros lectores de la vivencia de todos los hombres de nuestra Empresa, quienes se están adaptando día a día, con entusiasmo, a un mercado cambiante, evolutivo y fuertemente competitivo, para asegurar no sólo su continuidad, sino el liderazgo que siempre ha tenido.*

*Son logros que esperamos todos ver realizados, incluído por supuesto quien hasta ahora ha sido.*

*El Director.*

# Controlador de fase basado en microprocesador sistema "look back"

**El disparo de tiristores en controles de fase trifásico basados en los métodos rampa-pedestal, están sujetos a errores debidos a derivas y variaciones en el equilibrio entre las fases. El sistema "look-back" que se describe elimina estos errores prediciendo los inminentes cruces por cero entre fases, tomando como base los ya efectuados.**

El control de potencia a partir de la red es de importancia fundamental en la ingenieria de potencia. Los sistemas más sencillos consisten en una resistencia en serie con la carga, cuyo valor es variado al variar la demanda de potencia. Sin embargo, como la potencia se disipa en la resistencia, el sistema tiene un rendimiento muy bajo. Otra desventaja adicional es la necesidad de emplear algún dispositivo electromecánico de control para ajustar el valor de la resistencia. El empleo del transformador de relación variable entre la red y la carga representa un medio eficaz de control de potencia, en el que el número de espiras secundarias determina la potencia suministrada. Esto representa una gran mejora con respecto al empleo de una simple resistencia, pero es necesario todavía el control electromecánico para variar el número de espiras secundarias utilizadas.

Las técnicas electrónicas de control (especialmente el control de fase) fueron posibles gracias al desarrollo de los tiristores. En el control de fase, la potencia suministrada a la carga se varia disparando tiristores para que conduzcan durante una porción determinada del ciclo de la red. Si el margen de control de la potencia se extiende desde cero a plena potencia, entonces es necesario el disparo tanto en los ciclos positivos como en los negativos de la forma de onda. El circuito utilizado para conseguir estos se conoce por control de c.a. completamente controlado (fig. 1a). Como el ángulo de disparo (punto de disparo del tiristor) en un control monofásico de onda completa varia entre 0 y 180°, la potencia suministrada a la carga variará entre plena potencia y cero (fig. 1b).

* Se opta por utilizar el término inglés objeto de la patente de aplicación británica nº 8205159 que podría traducirse por "de mirar hacia atrás".

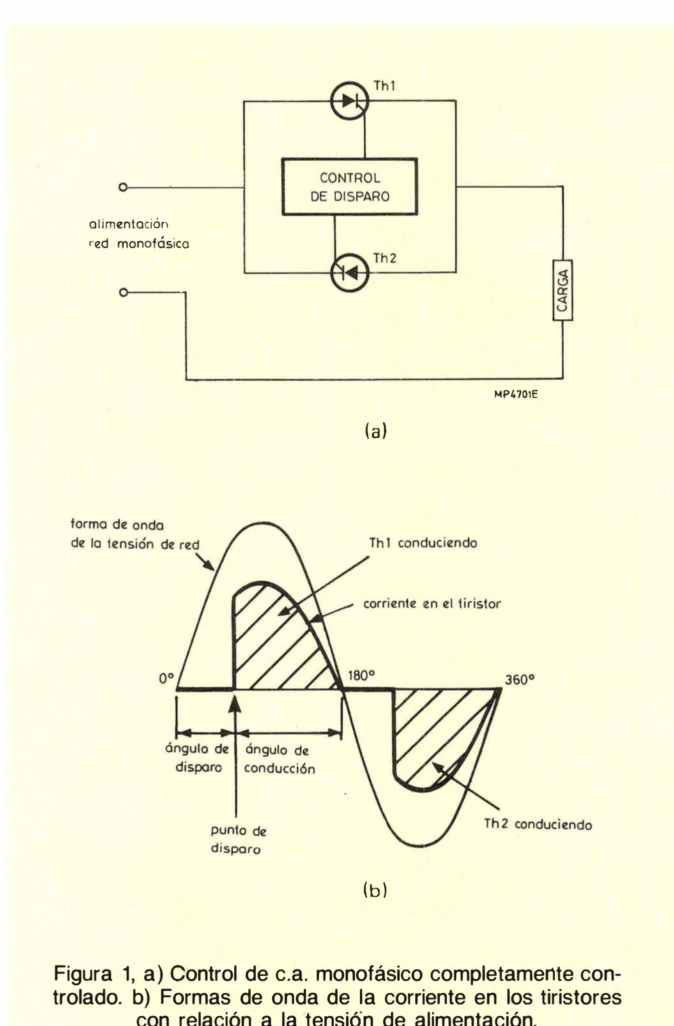



Figura 1, a) Control de c.a. monofásico completamente controlado. b) Formas de onda de la corriente en los tiristores con relación a la tensión de alimentación.

Los puntos de disparo del tiristor son determinados convencionalmente, utilizando técnicas analógicas que aunque son adecuadas en aplicaciones monofásicas, tienen serias desventajas cuando son aplicadas a sistemas trifásicos. Este artículo describe un control de c.a. trifásico con control total basado en microprocesador, al que se le ha denominado "look-back", que soslaya muchas de las desventajas de los controles analógicos. Antes de discutir el sistema con detalle, será útil repasar los controles analógicos y los requisitos prácticos del disparo.

## CONTROLES DE FASE ANALOGICOS

Para disparar un tiristor en un determinado momento con respecto a la alimentación de la red, se debe generar una base de tiempo que esté en fase con la forma de onda de la red. De manera convencional esta base de tiempo toma la forma de una rampa de tensión en sincronismo con cada semiciclo de la forma de onda de la red. El momento del disparo es entonces determinado por un pedestal de tensión cuya amplitud se varia de acuerdo con la necesaria posición del disparo; ver la figura 2. La tensión residual de la figura 2 es necesaria ya que el circuito que detecta la igualdad entre las tensiones de la rampa y el pedestal (y por lo tanto dispara el tiristor) no puede funcionar con tensiones bajas.

Aunque satisfactorias en aplicaciones monofásicas, las técnicas de rampa y pedestal no pueden cumplimentar las necesidades de más exactitud de los sistemas trifásicos. En la figura 3 se muestra un control trifásico de c.a. completamente controlado. Un requisito importante de este circuito es el que debe entregar idénticas cantidades de potencia a cada fase de la carga. Ajustando las rampas y sus tensiones residuales se asegura que los controles por rampa y pedestal puedan cumplimentar este requisito inicialmente, no obstante las variaciones y derivas en equilibrio de las tres fases de la alimentación darán inevitablemente como resultado posteriores desequilibrios. Esto es particularmente grave con cargas formadas por transformadores o motores en las cuales incluso un pequeño ángulo de desequilibrio entre fases puede dar como resultado la saturación magnética, dando lugar a fuertes corrientes magnetizantes desequilibradas.

## REQUISITOS PRACTICOS DE DISPARO

Con cargas puramente resistivas, los tiristores de un control de fase pueden ser disparados por un único impulso en el ángulo de fase correcto (la situación que muestran las figuras 1b y 2). Sin embargo, muchas cargas prácticas tienen una apreciable componente inductiva en cuyo caso los requisitos de potencia no pueden ser controlados por un único impulso de disparo. La dificultad surge debido al retraso entre la corriente y la tensión ya que para ángulos de disparo inferiores al de fase de la carga, el único impulso de disparo aparecerá cuando la corriente fluye en dirección opuesta a la necesaria para cebar el tiristor. Esta situación se evita mantenien-

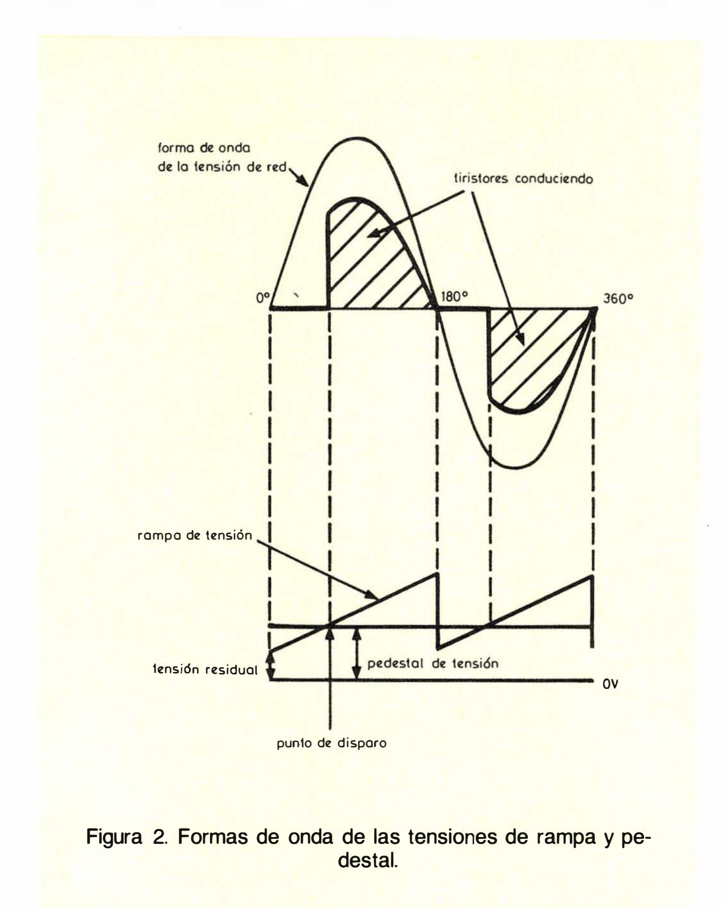



Figura 2. Formas de onda de las tensiones de rampa y pedestal.

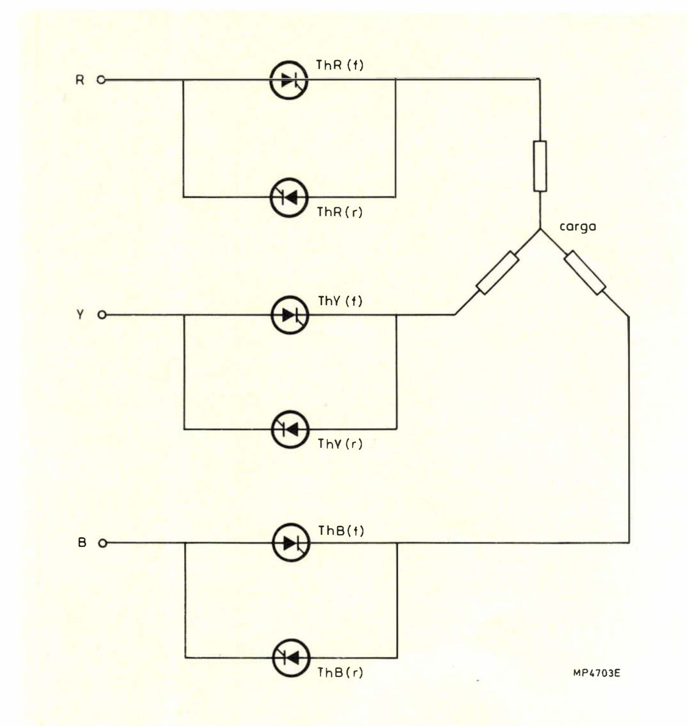



Figura 3. Control de c.a. trifásico completamente controlado. ThR(f) señala al tiristor directo de la fase roja, capaz de conducir desde la fuente a la carga. El tiristor ThR(r) señala al tiristor inverso de la fase Roja, capaz de conducir desde la carga a la fuente. Los tiristores ThY(f), ThY(r), ThB(f) y ThB(r) se definen de manera similar.

do la señal de disparo durante el tiempo que sea suficiente para asegurar el cebado del tiristor cuando se alcance el estado necesario de la carga. Como los circuitos de control deben de estar aislados del conjunto de tiristores sometidos a tensión elevada, la señal de disparo está compuesta por un tren de impulsos de disparo que son llevados al tiristor a través de un transformador de disparo.

Así pues, los requisitos de disparo de un sistema de control de fase pueden definirse por un conjunto de formas de onda que especifican en forma de bloque el margen específico de tiempo dentro del cual deben de mantenerse los impulsos de disparo. Las formas de onda en bloque necesarias para disparar un control de c.a. completamente controlado con un ángulo de conducción de 20° aparecen en la figura 4. Deben ponerse de relieve dos importantes características representadas en la figura 4; las formas de onda en bloques terminan en el punto de cruce por cero (ZCO) entre dos fases, y los tiristores son disparados por parejas (ThR(r) con ThY(f), ThR(r) con ThB(f) etc.)

Los cambios en el diagrama de las formas de onda en bloques cuando aumenta el ángulo de conducción aparecen en la figura 5. Hasta un ángulo de conducción de 60°, los bloques aumentan en duración. A los 60° los bloques de un mismo tiristor se juntan, y a partir de los 60° hasta los 120°, los bloques pertenecientes a diferentes tiristores se solapan. De los 120° a los 150°, las formas de onda en bloques se desplazan hacia la izquierda con respecto a la forma de onda de la red.

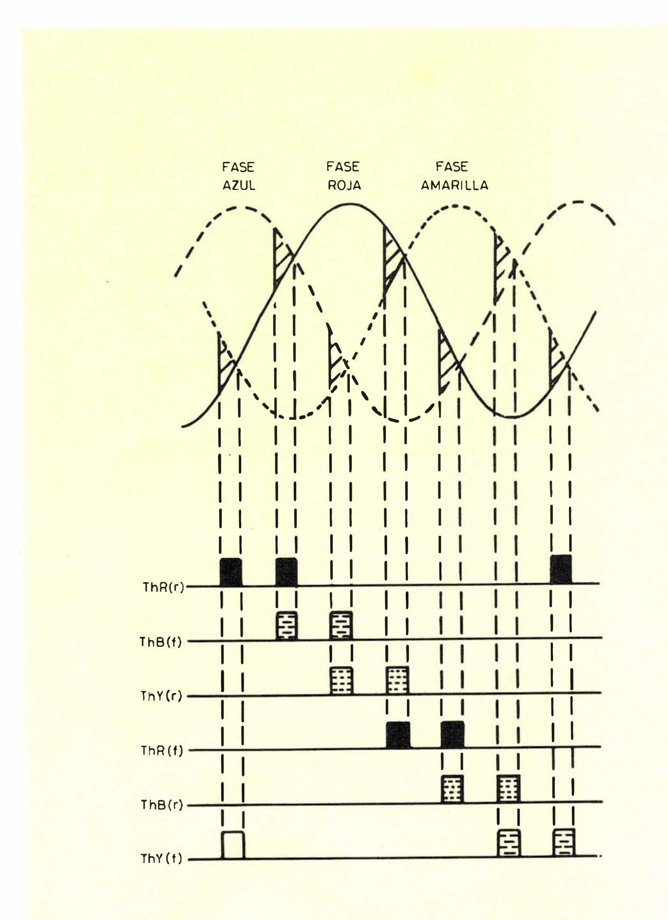



Figura 4. Formas de onda de bloque de los tiristores en un control de c.a. trifáico completamente controlado con un ángulo de conducción de 20°. Las formas de onda de la tensión de cada una de las fases se muestran con relación a un neutro virtual.
(ThR(r), ThB(f) etc... corresponden a los tiristores de la fig. 3)

## EL SISTEMA "LOOK-BACK"

Explotando la adaptabilidad del diseño basado en microprocesador, el sistema "look-back" soluciona sobradamente el problema del desequilibrio de los controles analógicos. El sistema vigila las tres fases de la red de alimentación y respondiendo "inteligentemente" a cualquier desequilibrio de esta fuente, mantiene un conjunto de salidas equilibradas. Además de superar las deficiencias de los controles analógicos, el sistema "look-back" proporciona muchas otras ventajas.

- Se necesitan menos componentes.
- El disparo puede iniciarse dentro de cuatro ciclos en la puesta en marcha.
- El sincronismo se mantiene durante rápidos cambios de la frecuencia de la alimentación y de fuertes distorsiones temporales de sus formas de onda.
- El sistema es altamente inmune al ruido.
- Se mantiene un exacto equilibrio entre fases. Esto se consigue sin procedimientos de costosa realización, y no es afectada por variaciones en el equilibrio del suministro trifásico.
- El sistema se auto-corrige con frecuencias de suministro comprendidas entre 45 y 65 Hz.
- Mediante cambios de programa, se pueden añadir funciones adicionales con un pequeño costo extra. Por ejemplo, la tensión de entrada de control puede ser "moldeada" para obtener una relación lineal entre la tensión de control y la potencia de salida; o se puede añadir un arranque suave para asegurar un crecimiento uniforme del flujo cuando se atacan cargas con transformador.

### Principio de funcionamiento

En un sistema de control de fase trifásico, cada pareja de tiristores debe ser cebada en un momento anterior al cruce por cero adecuado, tal que asegure el que prevalezcan las necesidades de potencia de la carga. Para ello, el sistema debe establecer una base de tiempo en sincronismo con la red y estimar anticipadamente los tiempos de llegada de los cruces por cero. Estos requisitos están relacionados entre si, y en el sistema "look-back" se utilizan los cruces por cero de las formas de onda de la red como puntos de referencia de la base de tiempos del sistema.

La memoria del microprocesador utilizado en el sistema "look-back" almacena continuamente información atrasada sobre la frecuencia de la red trifásica y sobre la separación entre los cruces por cero. Para ello, el contador interno del microprocesador es interrumpido y puesto a cero en cada cruce por cero de las formas de onda, y su cómputo es introducido en la RAM. El área de la RAM

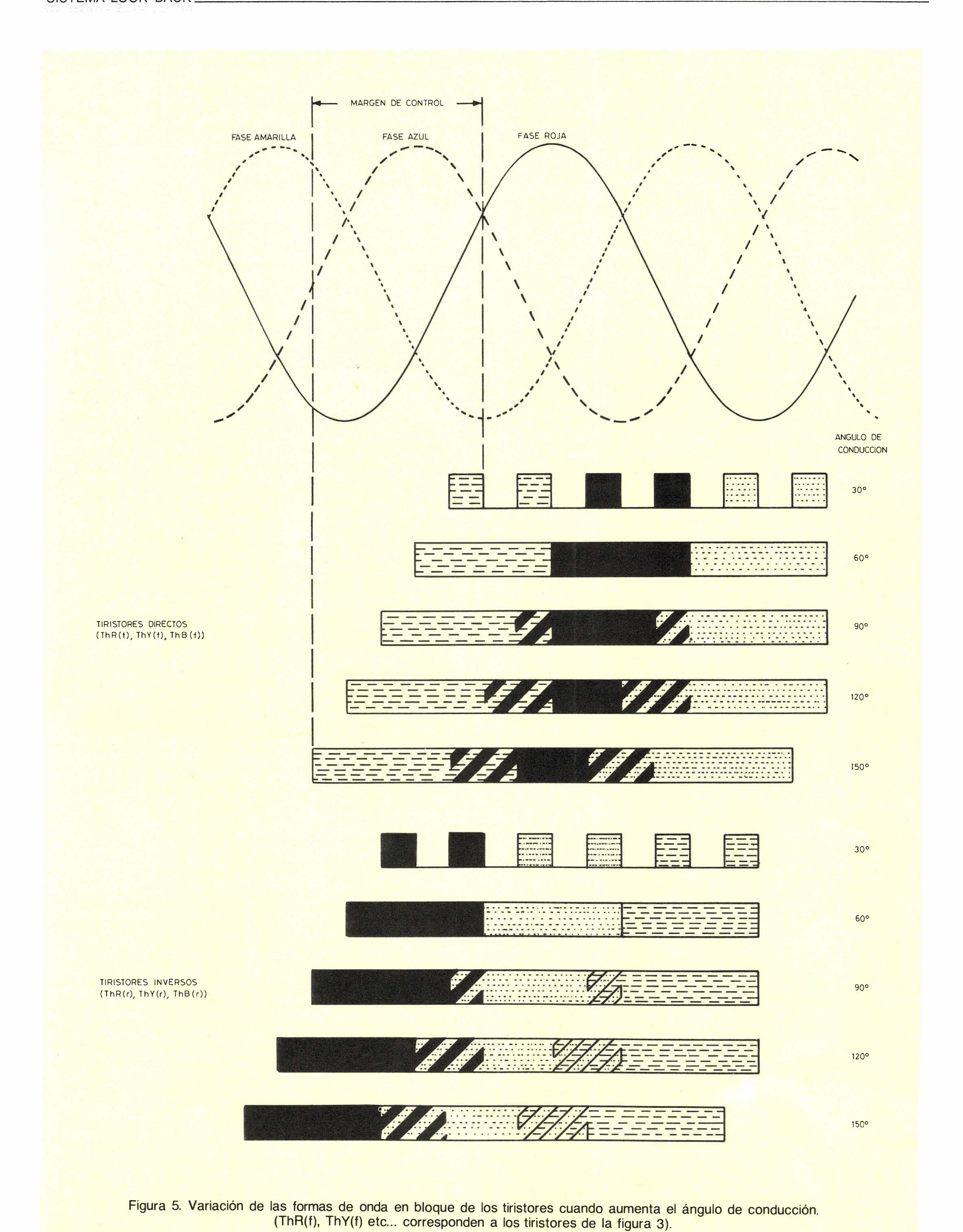



Figura 5. Variación de las formas de onda en bloque de los tiristores cuando aumenta el ángulo de conducción. (ThR(f), ThY(f) etc... corresponden a los tiristores de la figura 3).

utilizada para almacenar esta información está organizada como un paquete de seis palabras de 8 bits. Asi pues, el microprocesador mantiene siempre un registro de la separación de los cruces por cero durante el anterior ciclo completo de la red y puede "mirar hacia atras" a esta información para estimar la posición del próximo cruce por cero. Como la separación de los cruces por cero no varía mucho de ciclo a ciclo, los errores en la estimación son pequeños. Es esta capacidad para generar estimaciones precisas de las posiciones de los cruces por cero con anticipación, lo que determina el excelente comportamiento del sistema "look-back".

## Composición del sistema

La figura 6 muestra el diagrama de bloques de los principales componentes del sistema "look-back", y el microprocesador y sus periféricos inmediatos aparecen en la figura 7. El conjunto de tiristores, que comprende tres módulos de potencia aislados BGX12-TT, se muestra en la figura 8. El sistema utiliza un microprocesador 8035, miembro de la familia del 8048. Este dispositivo incluye un contador asíncrono de 8 bits, y cuando funciona con un cristal de 6 MHz opera con un tiempo de ciclo de máquina de 2,5 $\mu$s. Una división exterior por 6 genera un periodo de reloj de 15 $\mu$s para el contador interior. Las formas de onda en bloques para los tiristores se generan conmutando a BAJO los terminales del registro E/S 1, y los impulsos de disparo se obtienen sumando a las formas de onda en bloques por medio de puertas, una señal de troceado de alta frecuencia (Fig. 9). Los trenes de impulsos después de amplificados pasan a los tiristores a través de transformadores de disparo, aislando asi los circuitos de control de la elevada tensión del conjunto de tiristores.

El microprocesador es un dispositivo que actua en serie, es decir que no puede efectuar dos tareas distintas al mismo tiempo. En particular, no puede registrar simultáneamente la llegada de un cruce por cero e iniciar

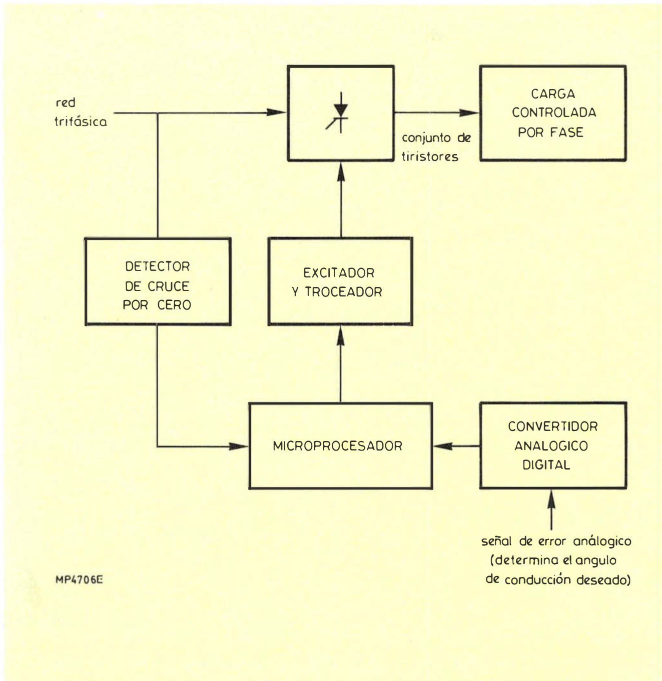



Figura 6. Principales componentes del sistema "look–back".

Figura 7. Microprocesador y periféricos inmediatos.

la forma de onda en bloqueo de un tiristor. Para solucionar esto, que resultaría en una limitación en la producción de los impulsos de disparo, la llegada del cruce por cero es registrada por un módulo divisor por 32, atacado por los mismos impulsos de reloj de 15 $\mu$s que el contador asíncrono de 8 bits. El divisor por 32 inicia el computo en un momento anterior a la prevista llegada de un cruce por cero, y es detenido por una señal de PARO procedente del detector de cruce por cero (Fig. 7). Mediante una subsiguiente interrogación al módulo divisor por 32, en un momento en el que no es disparado ningún tiristor, el microprocesador puede conocer el instante de llegada real del cruce por cero.

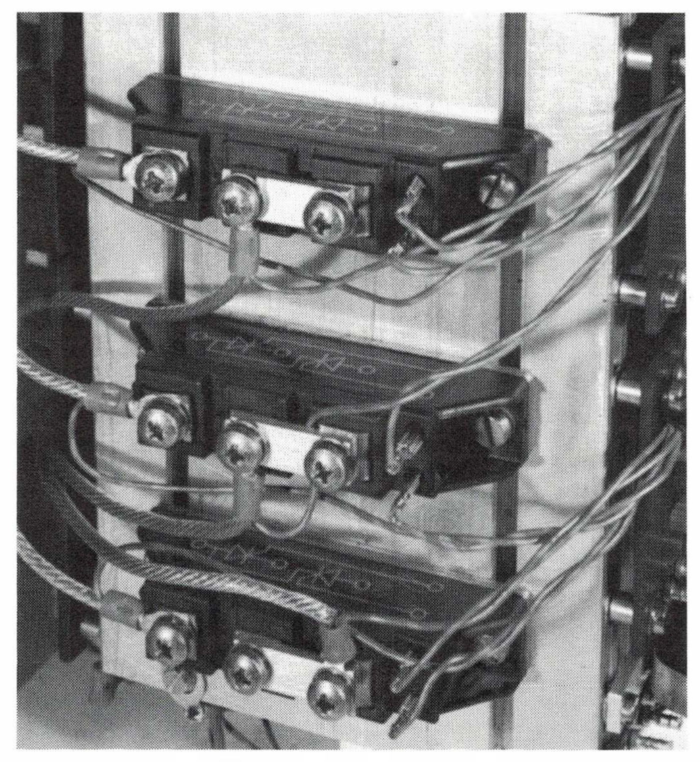


Figura 8. Conjunto de tiristores que comprenden tres módulos de potencia aislados BGX 12. Cada módulo contiene dos tiristores y tiene la base de montaje completamente aislada, lo que permite que los tres módulos estén montados en un radiador común.

## Comportamiento

*Inmunidad a las distorsiones de la forma de onda y mantenimiento del sincronismo*

El simple desplazamiento de un impulso de cruce por cero, producido por una distorsión de la forma de onda de la alimentación provocada por una desconexión, podría degradar la base de tiempo interno. Para evitarlo, el sistema "look-back" rechaza cualquier señal de cruce por cero que caiga fuera de un breve intervalo de tiempo o "ventana" a cada lado de la esperada posición del cruce por cero. La inmunidad del sistema a tales distorsiones se puede aumentar reduciendo la duración de esta ventana; sin embargo, el riesgo de rechazar cruces por cero desplazados que reflejen un cambio real en la frecuencia de la alimentación aumentaría, y por lo tanto la capacidad del sistema para mantener el sincronismo se reduciría. Este problema es especialmente agudo cuando el suministro procede de un generador local que no puede tener la estabilidad de frecuencia de la red. Sin embargo, gracias a que el sistema "look-back" es capaz de predecir la posición de los cruces por cero con grandes probabilidades de acertar, puede comportarse adecuadamente tanto con respecto a la inmunidad contra el ruido como con respecto a las distorsiones de la forma de onda aisladas y de la sincronización. En la práctica, una ventana para el cruce por cero de 1,6° a una frecuencia de 50 Hz es compatible con la capacidad de permanecer en sincronismo con la frecuencia que cambie a una velocidad de 0,56 Hz/s.

Si un cruce por cero no es detectado dentro de la ventana, el sistema introduce un impulso de cruce por cero substituido en uno de los flancos de la ventana.

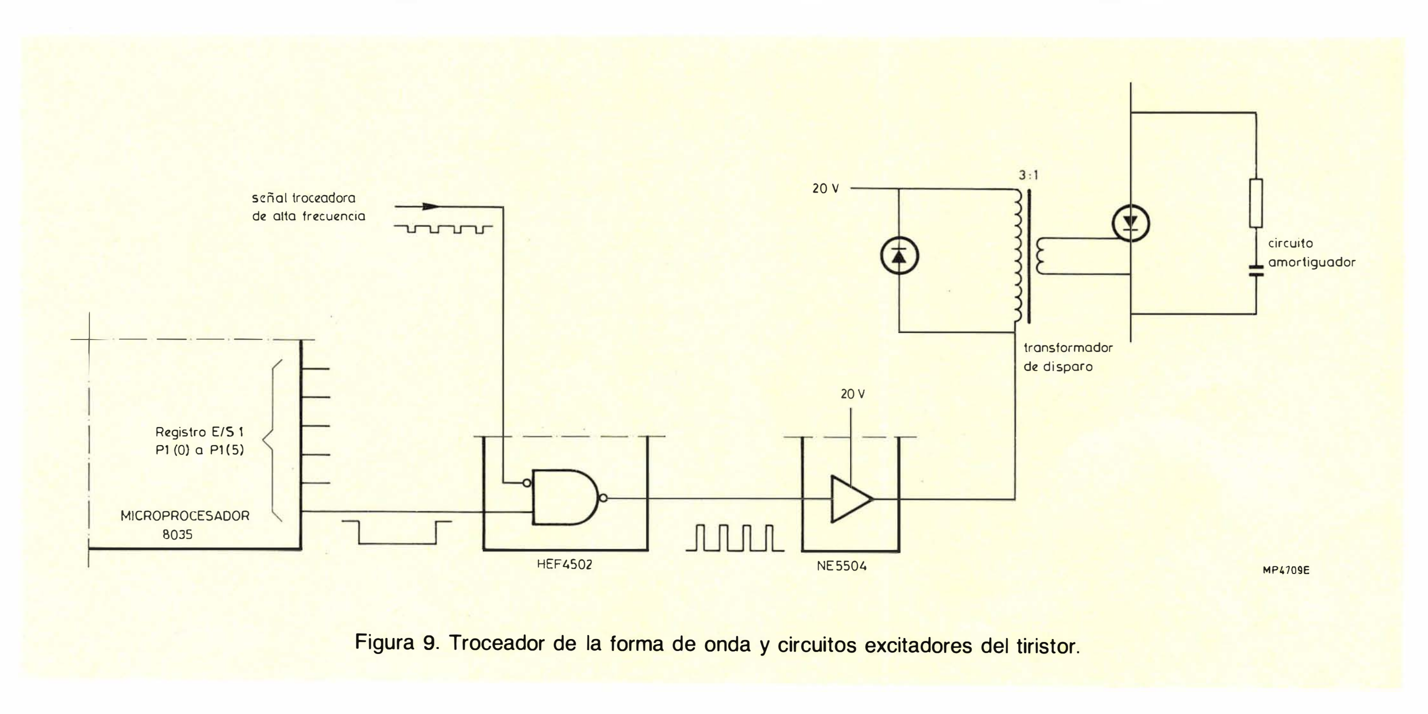



Figura 9. Troceador de la forma de onda y circuitos excitadores del tiristor.

Esto permite al sistema continuar funcionando durante pérdidas temporales del sincronismo, especialmente durante fuertes distorsiones temporales de la forma de onda del suministro. Tanto la ventana como el cruce por cero substituto son generados por programa.

*Inmunidad al ruido*

Las interferencias procedentes de la red pueden producir impulsos espúreos. En la evaluación de la influencia de tales impulsos en el sistema "look-back", deben ser consideradas tres situaciones:

1. El módulo divisor por 32 está inactivo. En estas condiciones el impulso de cruce por cero espúreo no tendrá entonces ningún efecto sobre el contador y no degradará el comportamiento del sistema.
2. El módulo divisor por 32 está contando antes de que llegue la orden de PARO (impulso de cruce por cero verdadero). Un impulso de cruce por cero espúreo podría en estas condiciones inhibir un único cómputo del contador.
3. La orden de PARO es ALTA antes de que su cómputo final sea leido por el microprocesador. Un impulso de cruce por cero espúreo puede momentáneamente incapacitar el PARO produciendo un único incremento erróneo del contador.

Incluso en las dos últimas situaciones, el efecto sobre el sistema será marginal, con lo que queda claro que el sistema "look-back" completo posee una alta inmunidad contra el ruido.

*Tiempo para entrar en sincronismo*

Es a menudo necesario posicionar la maquinaria, y por razones de seguridad esto se hace sin tensión. Asi pues es muy importante para un sistema de control de fase una rápida sincronización con la red. El sistema "look-back" sincroniza dentro de cuatro ciclos de la red, en cuyo momento el disparo puede comenzar. Este retraso no es perceptible para el operador.

*Resolución*

La resolución del sistema "look-back" está esencialmente limitada por la limitada capacidad del contador interno del microprocesador, ya que determina el valor más elevado de computo que puede ser asignado a un intérvalo de 60°. Con un contador de 8 bits, y un periodo de reloj de 15 $\mu$s, un intérvalo de 60° a 50 Hz generará un cómputo igual a 222, con lo que la resolución alcanzable a esta frecuencia es 60/222 igual a 0,27°. En la práctica, el sistema "look-back" no alcanza esta resolución sino que es restringida por la conversión de la señal analógica de error en señal digital de entrada para el microprocesador. La salida del convertidor A/D es una palabra de 8 bits que define un ángulo de conducción entre 0 y 150° con lo que la resolución es 150/256 igual a 0,58°. Utilizando un convertidor A/D de 10 bits, la resolución del sistema puede ser mejorada, hasta el límite de 0,27° pero no se considera necesario para el control de fase.

## ESTRUCTURA DEL PROGRAMA "LOOK-BACK"

La estructura del programa del sistema "look-back" aparece en la figura 10. El programa puede dividirse en dos partes. La 1ª parte incluye un procedimiento de inicialización y el establecimiento de la base de tiempo. La 2ª parte, que tiene una estructura cíclica, mantiene el sincronismo y genera las formas de onda en bloques de los tiristores.

### 1ª Parte

La activación de la entrada de puesta a cero del microprocesador pone en marcha una rutina de inicialización que actúa sobre los indicadores y los registros y deshinibe la entrada que permite interrupciones exteriores. Esta entrada está conectada a la salida de un detector de cruce por cero, el cual en este momento se inicializa para producir un impulso para cada ciclo de la red. Midiendo el tiempo transcurrido entre dos impulsos sucesivos, procedentes del detector de cruce por cero, el microprocesador comprueba que la frecuencia de la red está dentro de límites aceptables - mayor de 45 Hz e inferior a 65 Hz. Si la frecuencia de la red es aceptable, se la utiliza para preparar las seis posiciones de memoria correspondientes a 60° del sistema "look-back". Entonces se activa la línea de control del detector de cruce por cero (fig. 7) de forma que se generan impulsos de cruce por cero (ZCO) cada 60° de la forma de onda de la red. Durante los próximos dos ciclos de la red, las posiciones de memoria del sistema "look-back" se ajustan de manera que reflejan la verdadera separación de los cruces por cero durante este periodo. La base de tiempo del microprocesador está entonces sincronizada con la red y se inicia el disparo.

### 2ª Parte

Esta sección del programa procesa contínuamente la información necesaria para generar las formas de onda en bloques y mantiene el sincronismo. La descripción completa de su funcionamiento sería extremadamente compleja, no obstante se pueden comprender los principios básicos siguiendo la descripción simplificada a lo largo de una serie de cruces por cero (ZCO) sucesivos. Ver la figura 11.

La situación descrita en la figura 11 comprende un par de formas de onda en bloque que deben empezar entre $ZCO_n$ y $ZCO_{n+1}$ y terminar en $ZCO_{n+1}$. La posición de comienzo de las formas de onda se calcula durante el periodo comprendido entre $ZCO_{n-1}$ y $ZCO_n$ (el tiempo de preparación), utilizando la señal de error más reciente y la separación estimada ente $ZCO_n$ y $ZCO_{n+1}$ tal como está almacenada en la memoria de "look-back". La velo-

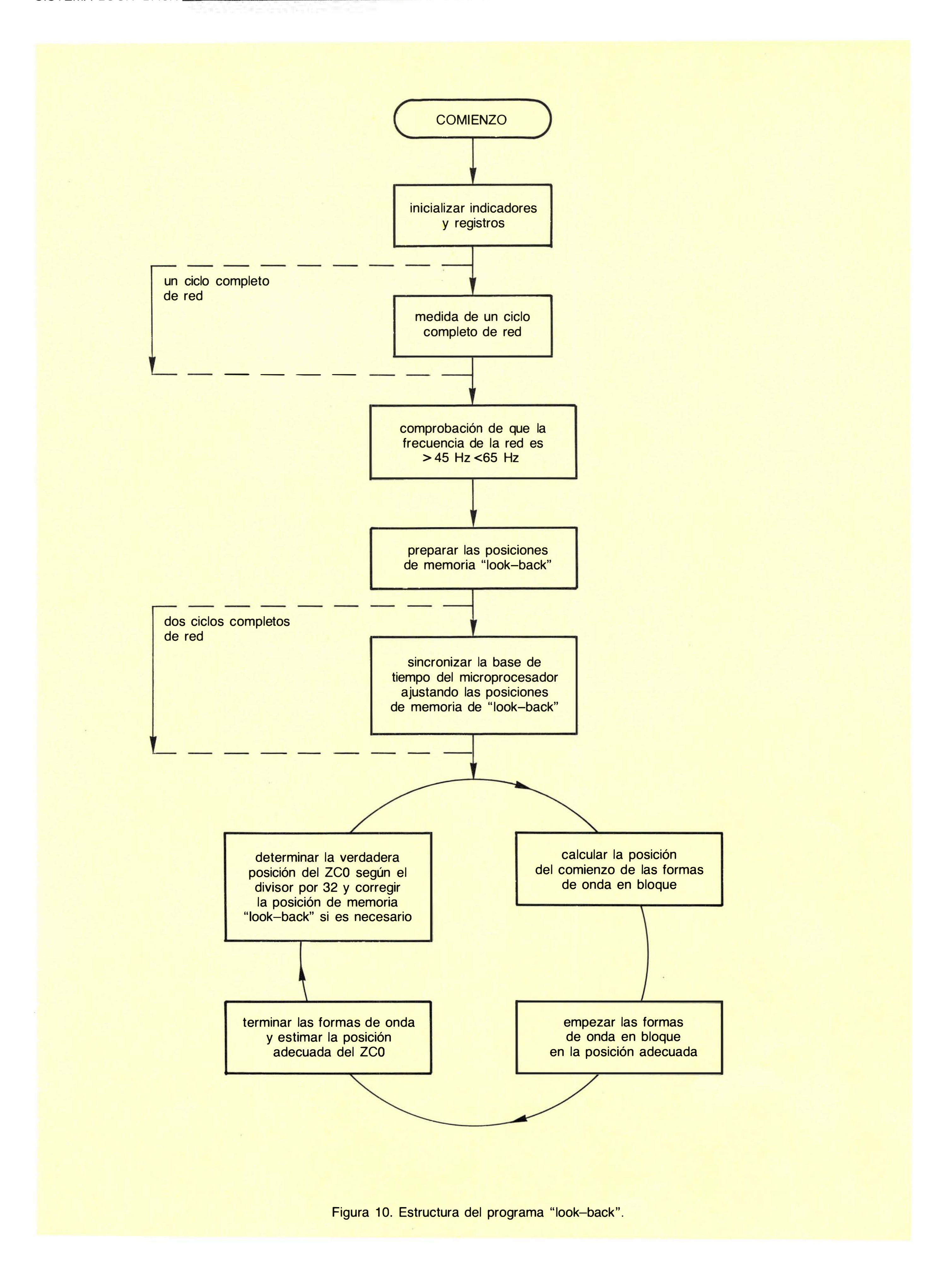



Figura 10. Estructura del programa "look–back".

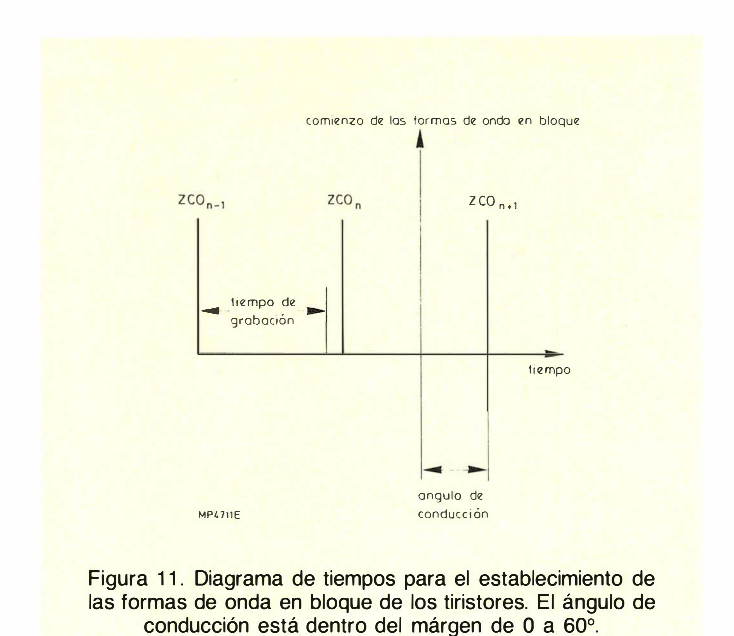



Figura 11. Diagrama de tiempos para el establecimiento de las formas de onda en bloque de los tiristores. El ángulo de conducción está dentro del márgen de 0 a 60°.

cidad del microprocesador es tal que es capaz de calcular la posición de comienzo dos o tres veces antes de que la estimación más reciente tenga que ser entregada para su uso. Esto asegura al sistema un tiempo de respuesta breve. Durante los siguientes $ZCO_n$, el contador interno del microprocesador se carga con un número que generará una señal de llenado del contador en el momento de comienzo calculado de las formas de onda en bloque. Este llenado genera una señal de interrupción interna y los terminales adecuados del registro E/S 1 van a un nivel BAJO que determina el comienzo de las formas de onda.

Un nuevo llenado del contador, que se produzca justo antes del $ZCO_{n+1}$, inicia la secuencia que termina las formas de onda en la posición anticipada de $ZCO_{n+1}$. El módulo divisor por 32 es interrogado entonces para determinar el verdadero tiempo en el que aparece el $ZCO_{n+1}$ y la posición de memoria adecuada del "look-back" corregida si es necesario. Si la posición medida del $ZCO_{n+1}$ difiere de la anticipada más de tres periodos de reloj de 15 $\mu$s, es decir más de 45 $\mu$s, la posición de memoria adecuada del "look-back" es corregida como si la posición fuera de 45 $\mu$s o $-45\,\mu$s de la posición predicha según si el error es positivo o negativo. Esta limitación en el error permitido en la posición de cruce por cero (ZCO) es equivalente a la generación de una ventana de una anchura de 90 $\mu$s.

Para finalizar, el funcionamiento de la 2ª parte del programa "look-back" consiste esencialmente en la repetición de la siguiente secuencia: Calcular la posición de comienzo de las formas de onda en bloque, finalizar las formas de onda en el cruce por cero (ZCO) adecuado, y vigilar seguidamente la posición verdadera del ZCO para mantener la exactitud de la base de tiempo interna.

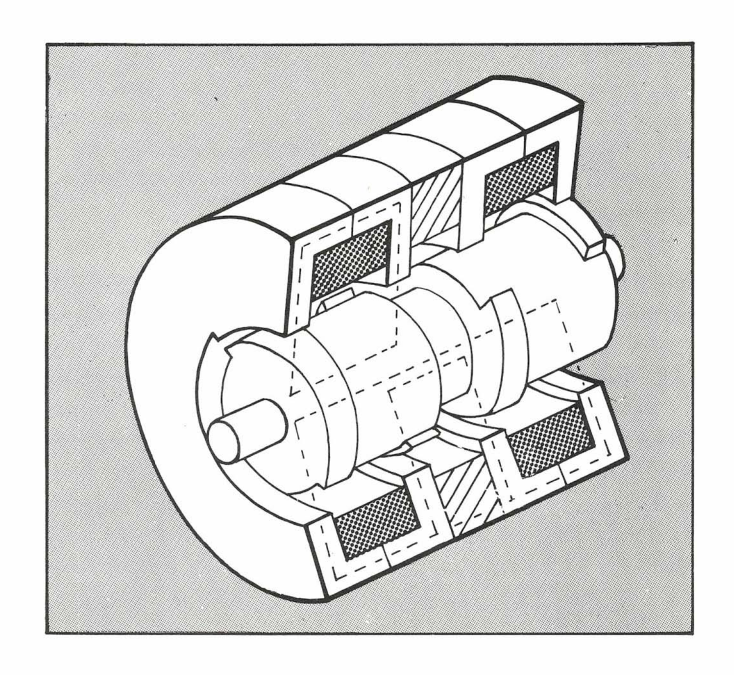
## DESARROLLOS FUTUROS

Aunque el sistema descrito en este artículo ha sido diseñado especificamente para el control de c.a. completamente controlado, los principios de funcionamiento básicos son aplicables a todos los tipos de controles de c.a. o a un puente trifásico. Como futuro desarrollo, el sistema "look-back" puede ser estructurado para que proporcione las bases del control de potencia trifásico universal.

# MOTORES

**APLICACIONES**

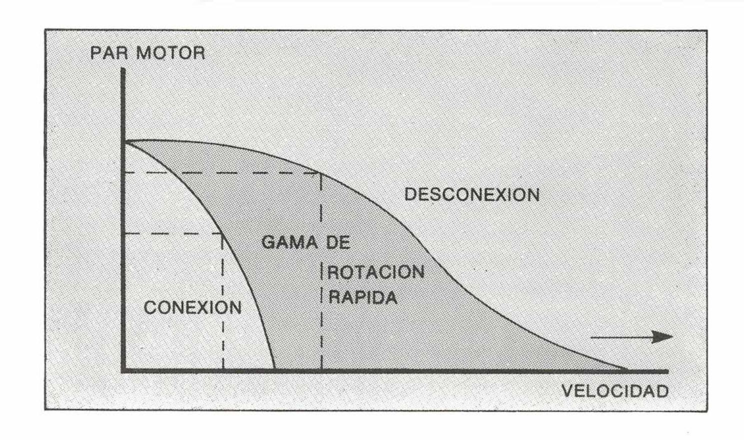
- Relojería
- Señales de tráfico
- Aparatos de Grabación
- Controles de Procesos Industriales
- Unidades de Control Remoto
- Programas de Conmutación
- Máquinas Automáticas
- Lavadoras
- Radio–Cassettes
- Proyectores de Diapositivas
- Temporizadores
- Terminales ordenador
- Taxímetros
- Cajas Registradoras
- Etc.

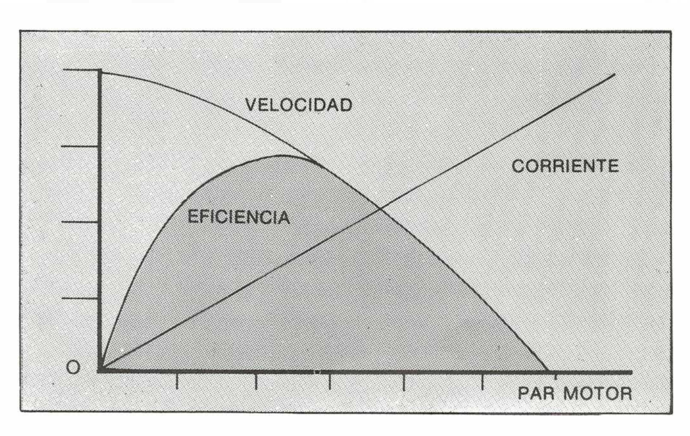


**TIPOS**

- Síncronos Unidireccionales
- Síncronos Reversibles
- Paso a Paso
- Paso a Paso Híbridos
- Corriente Contínua

**Solicite información**






# Sintetizador de frecuencia LSI

**Se pueden utilizar dos circuitos integrados LSI LOCMOS para obtener un sintetizador de frecuencia flexible y de bajo coste con características profesionales. Estos circuitos integrados contienen todos los circuitos críticos, tanto analógicos como digitales, para que pueda construirse de modo fácil y compacto un sintetizador de frecuencia de bucle enganchado en fase (PLL, Phase-Locked Loop) programable. Este artículo describe los circuitos integrados, su conexión como sistema sintetizador de frecuencia y el método empleado para superar los problemas de ruido normalmente asociados con los sintetizadores de frecuencia de bucle enganchado en fase (PLL). También se describe la nueva técnica para simplificar la división de frecuencia de alta velocidad.**

## INTRODUCCION

Los sintetizadores de frecuencia se han utilizado durante años para la generación y estabilización de frecuencias de operación en alta frecuencia y en equipos militares de comunicaciones por radio. En tales sistemas, relativamente caros, el elevado coste de un sintetizador de frecuencia convencional no es prohibitivo. En el bajo coste final del mercado de comunicaciones (radios móviles de VHF por ejemplo), los cristales de cuarzo han sido utilizados tradicionalmente para la estabilización de frecuencia. El cristal de cuarzo ofrece simplicidad, precisión, una salida limpia y alta estabilidad, pero hay ciertas desventajas. En primer lugar, son necesarios dos cristales por cada canal (lo que obliga a disponer de un gran número de cristales en un equipo multicanal). En segundo lugar, cada frecuencia necesita su propio y único cristal (lo que causa la mayor parte de los problemas del control de stock y retrasos en la adaptación de nuevos canales en un emisor/receptor). Finalmente, hay muchas operaciones de sintonía que deben realizarse durante la fabricación de un emisor/receptor. Además, en los últimos años, el coste de los cristales ha crecido muy rápidamente.

Los circuitos integrados HEF4750 y HEF4751 que se describen aquí, forman la base de un sencillo sintetizador de frecuencia "universal" con bucle único enganchado en fase, adecuado para equipos profesionales y militares. Más aún, estos circuitos integrados sustituyen la gran cantidad de dispositivos SSI y MSI utilizados normalmente en los sintetizadores de frecuencia. Así pues, ahora es posible hacer sintetizadores de frecuencia en equipos de bajo coste. Los dos circuitos integrados permiten a los fabricantes de radio móvil diseñar emisores-receptores que puedan trabajar en uno o varios canales en una banda determinada, utilizando un cristal normal y corriente. Así se consigue reducir el coste y evitar los retrasos que puedan ocasionar los pedidos de cristales individuales para cada frecuencia.

Históricamente, el diseño de un sintetizador que reuna las rigurosas especificaciones CEPT, ha sido complicado y ha requerido una gran cantidad de caros filtrados y desacoplamientos para disminuir la salida de espúreos. Los dos nuevos circuitos integrados simplifican el diseño de sintetizadores de altas prestaciones, ya que sitúan todas las partes críticas del circuito, tanto analógicas como digitales, dentro de los encapsulados. Los circuitos integrados ofrecen una considerable flexibilidad, ya que el sintetizador es programable y compatible con microprocesador y otros sistemas digitales. Además, puede ser utilizado en transmisores controlados remotamente, receptores por exploración, sistemas de búsque-

**TABLA 1**
**Características de un sintetizador V.H.F. de banda alta**
**(pasos de 155 MHz, 12,5 kHz)**

| Parámetro | Medidas |
|---|---|
| f.m. residual en banda (de 300 Hz a 3 kHz) | < 3 Hz |
| Ruido a ± 12,5 kHz en un ancho de banda de 1 Hz | ≃ −120 dBC |
| Señales espúreas discretas a ± 12,5 kHz | − 95 dBC |
| Tiempo de conmutación para cambio de 1 MHz | < 4 ms |
| Ancho de banda de modulación para desviación de 3kHz | 50 Hz a 4 kHz ± 1 dB |
| Distorsión de modulación para desviación de 3 kHz | < 2% |
| Consumo de corriente | 36 mA |

da rápida, etc. Esta flexibilidad significa también que el sintetizador no tiene que ser construido para un sistema específico. Un diseño sencillo se puede programar para la mayoría de las aplicaciones. Una ventana adicional, derivada del uso de LOCMOS en los circuitos integrados, es el bajo consumo de corriente. Esto puede ser un factor importante en algunas aplicaciones.

En la tabla 1 se da un resumen de las prestaciones de un sintetizador de frecuencia típico, adecuado para su utilización en una radio móvil.

## EL SINTETIZADOR DE FRECUENCIA DE UNICO BUCLE ENGANCHADO EN FASE

Desde el punto de vista de la simplicidad, coste y pureza de la señal de salida, el tipo de sintetizador de frecuencia más atractivo es el diseño con bucle único enganchado en fase mostrado en el diagrama de bloques de la figura 1. La señal de salida a la frecuencia $f_o$, procedente del oscilador controlado por tensión (VCO), es comparada en fase con una frecuencia estable fija de referencia $f_r$, después de ser dividida por una razón programable N. Cualquier error de frecuencia o de fase detectado en el comparador de fase, corrige la frecuencia del VCO hasta que se alcanza una condición estable enclavada en fase. Tenemos entonces la condición:

$$f_o = Nfr$$

La figura 2 es un diagrama de bloques simplificado del sistema HEF4750/4751. Se ha añadido un divisor programable que incrementa la flexibilidad del sistema al permitir obtener una referencia de la gama de frecuencias del cristal. La frecuencia de referencia queda ahora definida como:

$$f_r = f_{cristal} /M$$

Los divisores se programan para obtener el cociente de división adecuado mediante las entrada digitales, ya que el sintetizador es compatible con microprocesador u otros sistemas sencillos de control digital. El divisor de referencia se utiliza normalmente para determinar la anchura de paso (por ejemplo, la separación normal de canales es de 12,5 kHz) y la frecuencia de salida se fija mediante un valor determinado de N. El cociente de división N es normalmente un entero, pero bajo determinadas condiciones, que se discuten más adelante, es posible que N sea un número fraccionario.

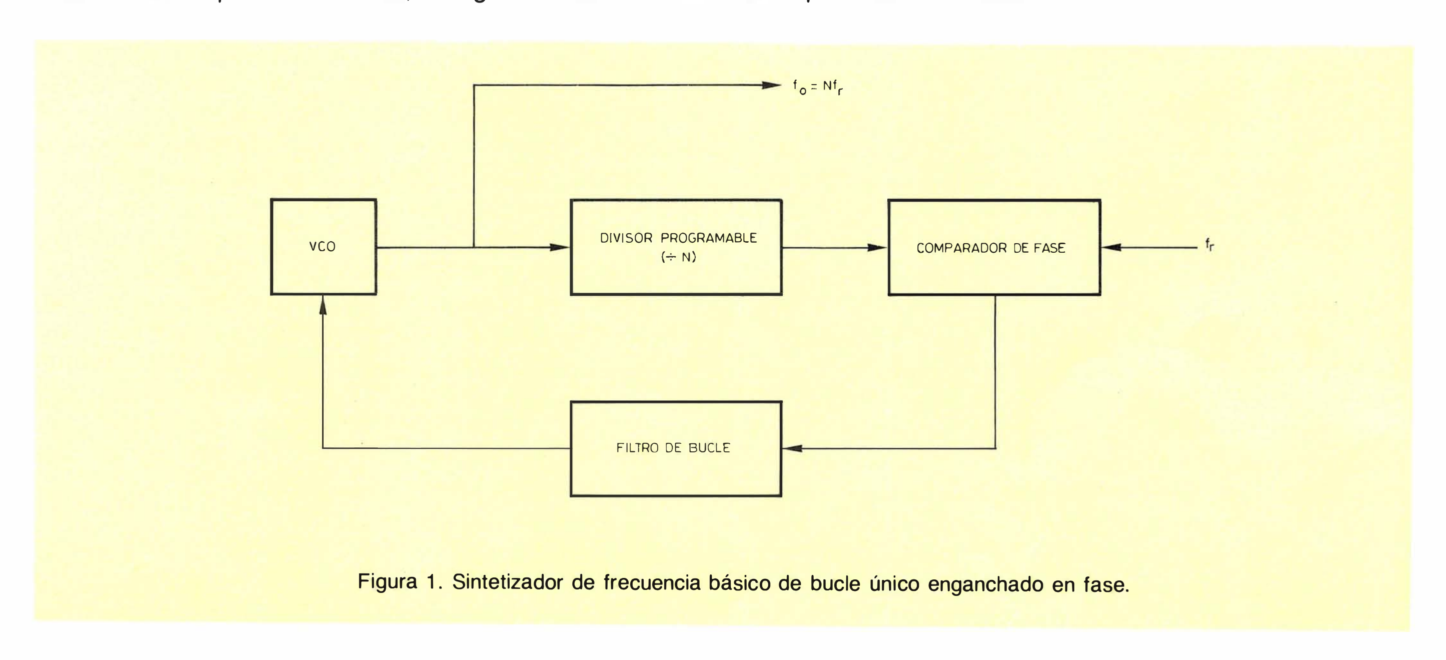



Figura 1. Sintetizador de frecuencia básico de bucle único enganchado en fase.

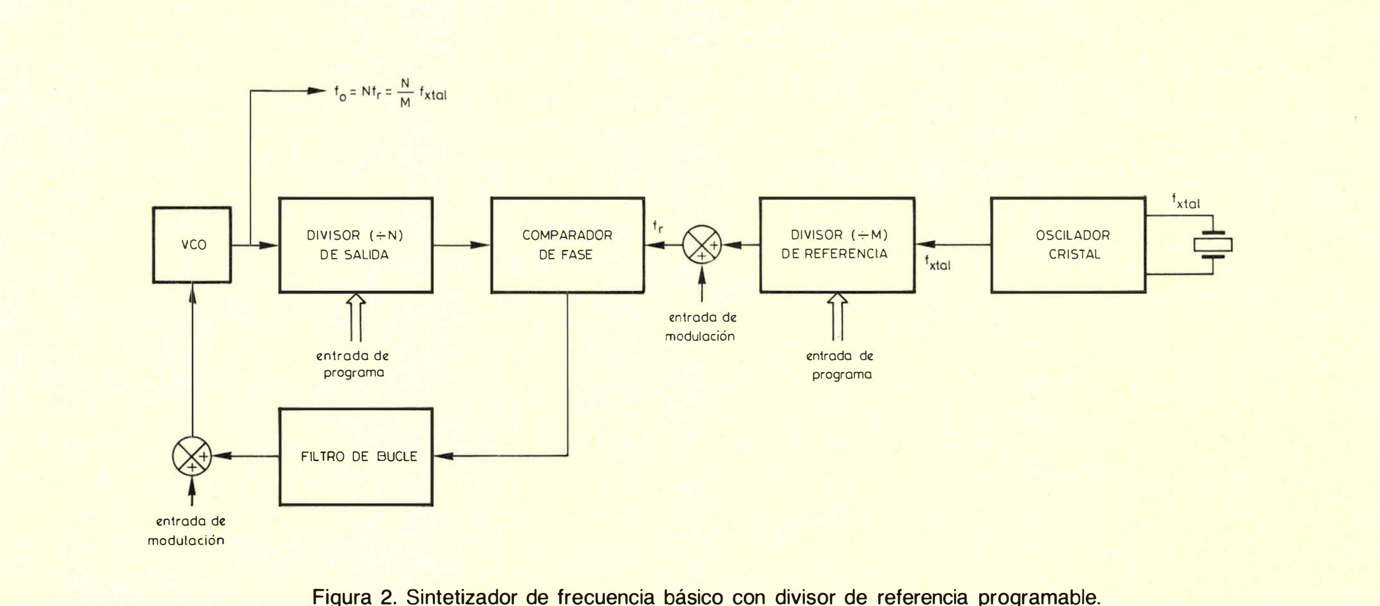



Figura 2. Sintetizador de frecuencia básico con divisor de referencia programable.

Las ventajas del sintetizador de frecuencia con un único bucle son las siguientes:

- simplicidad,
- bajo coste,
- se puede conseguir cualquier frecuencia sin variar el circuito básico,
- es potencialmente el tipo más puro de sintetizador de frecuencia,
- se necesita un solo cristal y su frecuencia no viene dada por la frecuencia de salida.

La razón por la que el sintetizador de un único bucle es potencialmente el tipo más puro de sintetizador, es porque tiene el menor número de frecuencias espúreas posibles. Desgraciadamente tiene la desventaja de que el elevado cociente de división (típicamente 10.000 para una radio móvil de v.h.f.), reduce un error de fase en la salida de VCO a un valor muy pequeño, durante el tiempo que alcanza el comparador de fase. Para conseguir un control satisfactorio, es necesario tener una alta ganancia después del comparador de fase. Esto significa que cualquier ruido generado en el comparador será amplificado y aplicado al VCO, produciendo una señal ruidosa de salida. Una manera de quitar estas señales indeseadas, consiste en utilizar un ancho de banda muy estrecho en el bucle de control, pero esto lleva a una operación muy lenta del sintetizador, a largos tiempos de ajuste cuando se cambia la frecuencia y a la no protección contra la microfonía del VCO.

Es posible, sin embargo, diseñar un sintetizador de bucle único para superar estas dificultades y ofrecer un buen comportamiento dinámico en una amplia gama de frecuencias. El HEF4750 y el HEF4751 emplean un comparador especial de fase de alta ganancia, que tiene una ganancia efectiva de unos 3 kV/ciclo (comparado con unos 10 V/ciclo de los comparadores de fase convencionales). Entonces se puede reducir la ganancia en el bucle, o utilizar un atenuador, para conseguir un amplio ancho de banda del bucle. El comparador de fase es un circuito de bajo ruido y, debido a que trabaja con el principio de muestreo y retención tiene un bajo nivel de salida de espúreos. Esto, combinado con los requerimientos de baja ganancia del bucle, hace que sea fácil construir sintetizadores de bajo ruido y baja salida de espúreos. Se han incorporado otras características para proporcionar una rápida conmutación entre canales en sistemas de búsqueda rápida.

El circuito integrado HEF4751, divisor universal, es un versátil divisor programable para ser utilizado con o sin preescaladores externos. Tiene la posibilidad de suministrar selección de canales decimal y fraccionario, desviaciones de frecuencia de transmitir/recibir, desviación opcional de medio canal y conmutación rápida entre canales. La programación se realiza mediante la técnica de autodireccionamiento multiplexado, que es compatible con entradas conmutadas codificadas en BCD, matriz de diodos, o PROM.

## Coste y selección de componentes

Actualmente el coste real de los componentes electrónicos activos, tales como los circuitos integrados está bajando constantemente. Pero los montajes mecánicos tales como las cajas de filtrado van resultando más caras y va siendo más difícil su inclusión en equipos cada vez más pequeños.

La elección de los componentes a utilizar en un sintetizador de frecuencia, debe ser considerada cuidadosamente en términos de su compatibilidad electromagnética (CEM), tanto en el bucle enganchado en fase como con los otros componentes del equipo. Dos tipos de lógica, ECL y LOCMOS, ofrecen potencialmente la configuración más sencilla y son susceptibles de tener la mejor CEM. Ambos tienen lógica simétrica (cuando un transistor conduce, otro similar está en el corte), no habiendo impulsos largos en sus líneas de alimentación. El consumo extremadamente bajo del LOCMOS, reduce la radiación electromagnética y hace que resulte fácil el desaco-

plamiento. Por ello, el sistema sintetizador HEF4750/4751 está basado en LOCMOS LSI en su mayor parte, siendo utilizados los preescaladores ECL en donde sea preciso. Una ventaja más de utilizar tecnología LOCMOS es que ha sido posible combinar circuitería lineal de alta calidad con lógica en el mismo circuito integrado.

## El sistema sintetizador de frecuencia HEF4750/4751

La figura 3 es el diagrama de bloques de los dos circuitos integrados en un sintetizador de frecuencia v.h.f. Los circuitos integrados se pueden utilizar en sintetizadores de frecuencia digitales en todas las comunicaciones, instrumentación, televisión y aplicaciones de transmisión. El circuito general mostrado en la figura 3 ofrece las siguientes ventajas.

- Una amplia selección de frecuencias de referencia utilizando un sencillo cristal.
- Un comparador de fase de altas prestaciones con bajo ruido de fase y bajo nivel de la señal de espúreos.
- Operación del sistema a más de 1 GHz.
- Se aseguran 18 MHz de entrada a 10 V (versión HEF4751VD-1)
- Programación flexible con desviación de frecuencia y posibilidad de canal fraccionario.
- Una gama de programas de 6 1/2 décadas que incluye hasta 3 décadas de control de preescalador.
- Amplificación del margen de división mediante conexión en cascada.
- Un modulador de fase construido internamente.
- Una característica de enganche rápido.
- Una indicación segura de desenganche (desfase).
- El cableado o distribución de pistas en el circuito impreso no es crítico ni mecánica ni eléctricamente.
- Baja potencia de disipación y alta inmunidad al ruido.

La indicación de desenganche se puede utilizar para silenciar la transmisión cuando falla el cristal de referencia o el divisor, o cuando el bucle pierde temporalmente el enganche, o como ocurre temporalmente, por ejemplo, cuando se conmuta de una frecuencia a otra. Esto es importante porque las regulaciones requieren que las señales de frecuencia de desconexión no sean radiadas desde un emisor.

## EL CIRCUITO INTEGRADO SINTETIZADOR DE FRECUENCIA HEF4750

La figura 4 muestra la configuración interna del HEF4750. El dispositivo contiene cinco bloques principales: el comparador de fase PC1, el comparador de fase PC2, el modulador de fase, el divisor de referencia y el oscilador de referencia.

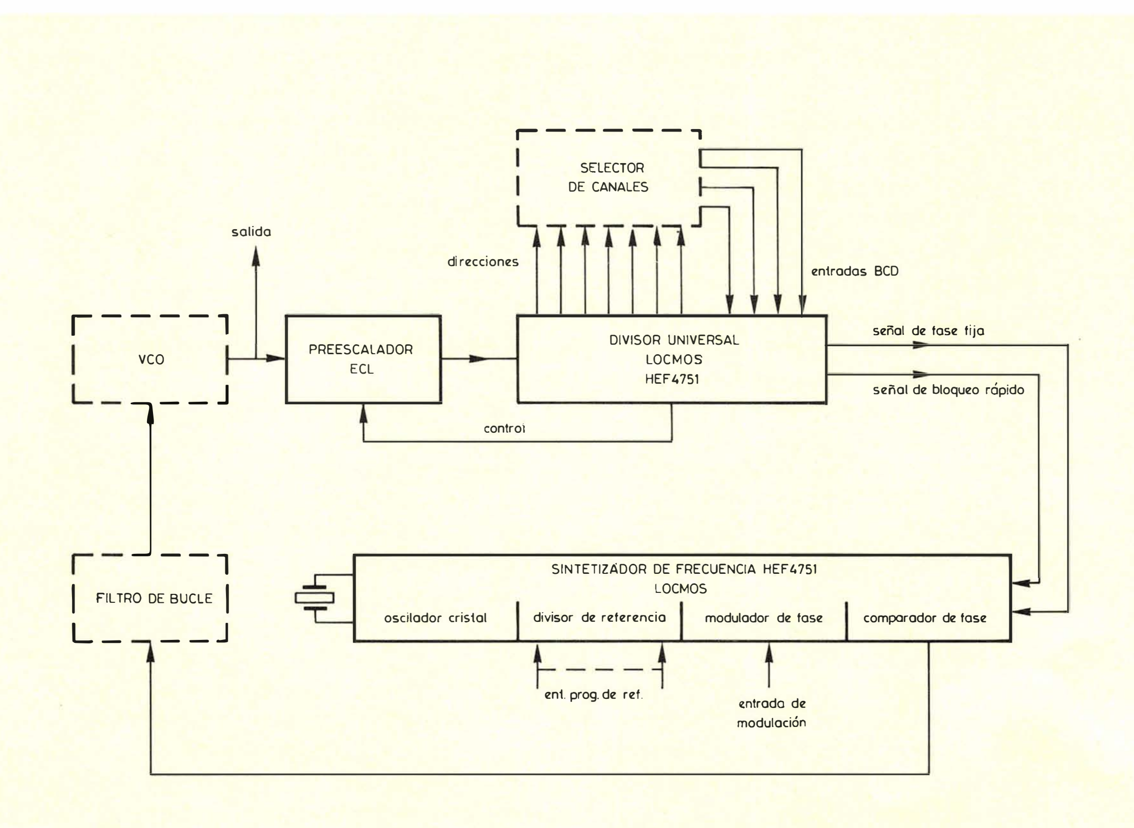



Figura 3. Sistema sintetizador de referencia HEF4750/4751.

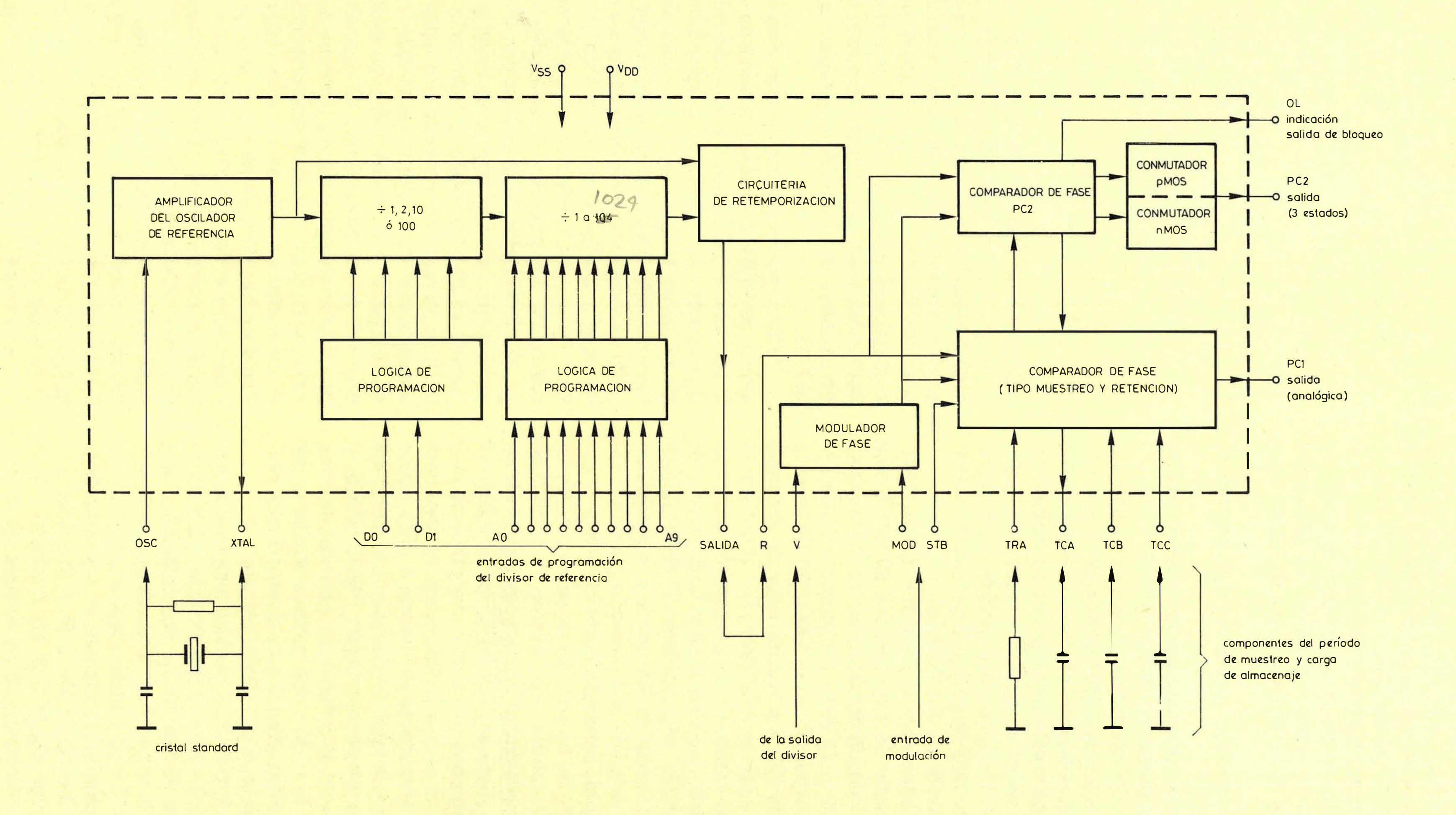



Figura 4. Organización del circuito integrado sintetizador de frecuencia HEF4750.

## Comparadores de fase

El ruido de banda de salida de un sintetizador de frecuencia es proporcional a $N/K_p$ F(S). En donde $K_p$ es la constante de ganancia del comparador de fase y F(S) es la función de transferencia del filtro de bucle. En un sintetizador de frecuencia de bucle único v.h.f. o u.h.f., el cociente de división N es muy grande, típicamente 10.000. Esto da lugar a una gran cantidad de ruido en la señal de salida. Hay dos maneras obvias de reducir este ruido:

1) reducir N utilizando un mezclador o un sistema de bucle múltiple;
2) reducir el ancho de banda del lazo mediante el incremento del efecto de filtrado de F(S).

La primera solución es costosa porque ello implica un sistema más complejo y probablemente más componentes. Además es menos flexible, es decir, se necesitarían diseños diferentes para diferentes gamas de frecuencia. Por otra parte, al reducir el ancho de banda del bucle, las prestaciones del bucle son más pobres, tales como un tiempo de ajuste más largo y una protección inadecuada contra la microfonía del VCO, etc.

Como solución alternativa al problema, se ha desarrollado un comparador de fase con una ganancia muy alta $K_p$, reduciendo el ruido de banda sin las desventajas de las soluciones (1) y (2). Este comparador de fase patentado ha sido incorporado en el HEF4750 (PC1 en la figura 4) y se puede fijar a cualquier valor de ganancia deseado. Un valor típico es 3 kV/ciclo (477 V/ radián). El comparador de fase trabaja con el principio de muestreo y retención con doble muestreo y por lo tanto no es sólo un circuito de bajo ruido, sino que también tiene un nivel muy bajo de interferencia de referencia y otras salidas espúreas. El bajo ruido y la alta ganancia permiten utilizar un amplio ancho de banda del bucle sin reducir el cociente de división N. Se ha incluido un segundo comparador digital fase/frecuencia, más convencional (PC2 en la figura 4), para proporcionar una conmutación muy rápida entre canales. Esto se hace al sumar la salida del PC2 en el filtro integrador del bucle a una ganancia muy alta. Cuando el VCO está a la frecuencia de desconexión, ésta situará rápidamente al sistema a unos pocos grados del enganche de fase. En ese punto, la salida del PC2 queda inhibida por el conmutador PMOS NMOS, y el bucle se enclava en el comparador principal de altas prestaciones PC1. El ruido y las señales espúreas del PC2 no son importantes, porque este circuito queda inhibido bajo las condiciones de estado estable.

El comparador de fase PC2 produce impulsos de salida positivos o negativos de ancho variable, dependiendo de las relaciones de fase de las dos entradas. Estos impulsos se integran en el filtro de bucle para producir una rampa entre los 0 y 10 V para una diferencia de fase de $\pm$ 360° en las entradas. El intervalo en las características del PC2 en el cual opera sólo el PC1, lo ocasiona la salida de tres estados del PC2 al ser conmutada a la condición de alta impedancia. Esta facultad, junto con las conexiones mostradas en la figura 5, proporcionan la alta velocidad de enganche de bucle del circuito integrado. Las constantes del filtro de bucle, incluyendo $R_1$, se calculan para operación normal (PC1). La resistencia $R_3$ se elegirá mucho más pequeña que $R_1$, ya que pasa una gran cantidad de corriente hacia el integrador o desde el mismo durante el rápido período inicial de enganche. Un valor de $R_3$ entre el 1 y el 10% de $R_1$ proporciona unas prestaciones más satisfactorias, pero si el valor de $R_3$ es demasiado pequeño, el sistema puede llegar a oscilar y no ajustarse debidamente a la región donde opera solo el PC1.

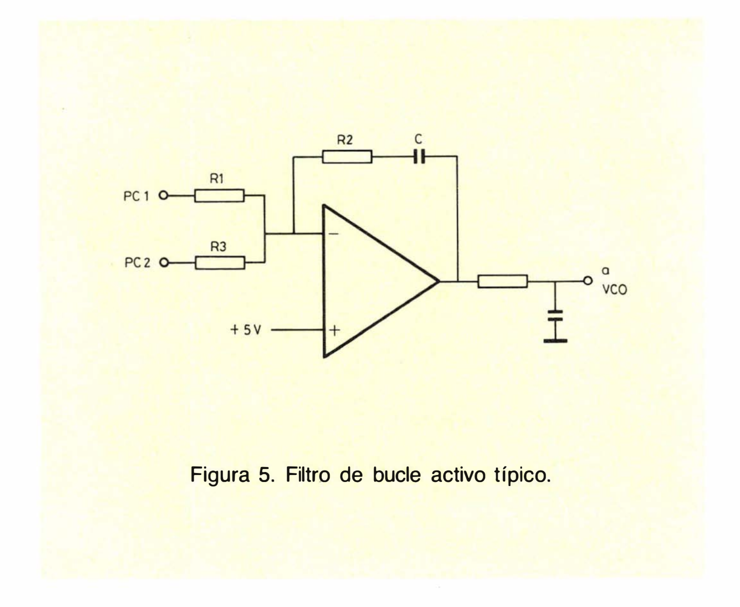



Figura 5. Filtro de bucle activo típico.

Ambos comparadores de fase incrementan sus tensiones de salida al igual que la señal del divisor de salida V conduce la salida del divisor R de referencia. El filtro de bucle que se muestra en la figura 5 invierte la entrada de los comparadores de fase, lo que asegura la operación correcta del bucle en el caso normal en donde el VCO se incrementa en frecuencia al aumentar la tensión de control. Donde se utiliza un filtro de bucle pasivo, la fase de los comparadores se puede invertir intercambiando las entradas R y V del circuito integrado.

El comparador de fase principal, PC1, está basado en la técnica de muestreo y retención y utiliza tanto circuitería lineal como digital. La ganancia del comparador de fase se controla mediante una resistencia TRA y un condensador TCA externos al circuito integrado (Figura 4). Una ganancia de unos 3 kV/ciclo es adecuada para la mayoría de las aplicaciones. El condensador TCB proporciona un retardo interno y la rampa del modulador. Su valor no es crítico, pero es típicamente la mitad de TCA. El condensador TCC es el condensador de retención. Tampoco es crítico su valor y en la mayoría de los sistemas estará entre 1 y 100 nF. Deberá ser un tipo de bajas fugas de corriente, pero la consideración más importante a tener en cuenta es que cuando se combine con una impedancia de excitación de unos 400 Ω , no cause un excesivo desplazamiento de fase, lo que llevaría a una inestabilidad del bucle. Normalmente, no se experimentarán dificultades si la constante de tiempo es menor que el 10% del lento período de la frecuencia de referencia.

La entrada "Strobe" o impulso de selección por muestreo (STB en la figura 4) se excita por la frecuencia de referencia lenta FS del HEF4751, pero en el caso de que el contador $C_3$ del HEF4751 se ponga a 1, las entra-

das V y STB estarán a la misma frecuencia. Nótese que las entradas V y STB se disparan por flanco negativo. Si se excitan los comparadores de fase por un divisor que no sea del HEF4751, se debe tener cuidado de asegurar que los flancos de bajada a negativo no tengan oscilaciones de la fase.

Se da una indicación del desenganche como señal de silenciamiento del emisor o de fallo. Además, esta señal indica si el error de fase del comparador es mayor que un número determinado de grados, o si ha fallado el oscilador/divisor de referencia, el preescalador o los divisores programables principales.

## Oscilador de referencia

El oscilador de cristal del interior del circuito integrado necesita una resistencia de polarización exterior con valores comprendidos entre 10kΩ y 10 MΩ conectada entre los terminales XTAL y OSC. El cristal de referencia, conectado entre los mismos terminales, puede ser cualquier cristal en paralelo resonando en modo fundamental en la gama de 10 kHz a 15 MHz. Se necesitan dos condensadores de carga exteriores, conectados como se muestra en la figura 6.

La resistencia limitadora de tensión, mostrada en la figura 6, se coloca para evitar que el oscilador sobreexcite al cristal, cosa que de otro modo podría suceder en determinadas circunstancias. (La resistencia no deberá ser superior a 2,7 kΩ para operar adecuadamente). La sobreexcitación del cristal puede hacer que aumente la disipación y hacer que derive, además de causar una radiación excesiva del oscilador al resto del sintetizador.

El circuito integrado sintetizador puede emplear una frecuencia de referencia externa si se encuentra disponible una señal adecuada. En este caso, el oscilador del circuito integrado se conecta como un amplificador; se necesita sólo la resistencia de polarización y la señal de referencia se puede acoplar al terminal OSC. Una señal de 500 mV eficaces asegurará una excitación suficiente del divisor de referencia. Si se dispone de una señal de referencia de nivel lógico, no se necesita la resistencia de polarización ni el condensador de desacoplo. La máxima frecuencia de referencia externa es 20 MHz.

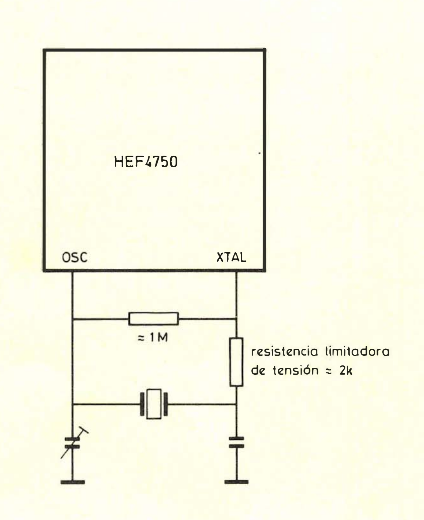



Figura 6. Circuito de reducción de excitación del cristal.

## Divisor de referencia

El divisor de referencia consta de un divisor binario con una relación de división programable de 1 a 1.024 y un preescalador con relaciones seleccionables iguales a 1, 2, 10 y 100. De esta manera, se pueden obtener frecuencias adecuadas de comparación de una gama de frecuencias de cristal.

La relación de división del divisor programable se activa mediante el código binario en los terminales de $A_0$ (bms) a $R_9$ (BMS) de tal forma que si, por ejemplo, los diez terminales estuvieran conectados al positivo ($V_{DD}$, + 10V) el divisor quedaría fijado para dividir por 1.023. La condición de entrada cero (todos los terminales conectados a OV) fija el contador a 1.024. La razón del preescalador se establece como se muestra en la tabla 2.

**TABLA 2**
**Control del preescalador**

| terminales entrada D1 | D0 | relación preescalador |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 2 |
| 1 | 0 | 10 |
| 1 | 1 | 100 |

1 = $V_{DD}$ (+ 10 V)   0 = $V_{SS}$ (0V)

## Modulador de fase

Un modulador de fase con retardo, en el circuito integrado, permite obtener modulación de fase o de frecuencia con un mínimo de componentes externos. Su ganancia y otras características se pueden fijar mediante un condensador externo.

La señal de modulación se aplica típicamente tanto al bucle del VCO como al modulador del chip (dos puntos de modulación como se muestra en la figura 2). Esto da una sensibilidad de modulación prácticamente constante, independiente del ancho de banda del bucle y elimina prácticamente las señales espúreas frecuentemente asociadas a la modulación del sintetizador. El ancho de banda del bucle se debe pues elegir para que cumpla otros requisitos.

## Circuito de retemporizacion

Los circuitos del sintetizador de frecuencia están controlados por flanco. Por tanto, es importante que no tenga oscilaciones. El circuito de retemporización sincroniza la señal dividida de referencia con la salida del oscilador.

## EL CI DIVISOR UNIVERSAL HEF4751

El circuito integrado HEF4751 es un circuito de control y divisor programable con una frecuencia de entrada de 9 MHz a 10 V de tensión de alimentación (18 MHz para el HEF4751VD-1). El sistema puede proporcionar un máximo de 6 1/2 décadas a una frecuencia de entrada de 4,5 GHz (9 GHz para el HEF4751VD-1) con preescaladores externos adecuados.

## División por realimentación múltiple

El HEF4751 está basado en un principio de división por realimentación múltiple, que es un desarrollo de la técnica convencional de conteo por absorción. Esto permite conectar en cascada una combinación de preescaladores internos y externos para formar un divisor de cualquier tamaño. En el mismo contador se puede emplear división decimal y fraccionaria.

El diagrama de bloques del divisor básico se muestra en la figura 7. Consta de tres etapas. La primera es un contador de 4 bits completamente programable, que puede fijarse para cualquier número de 1 a 9. Su razón de división se incrementa en 1 cuando se aplica un impulso a la entrada de control. La segunda etapa es un contador/divisor por diez fijo que tiene cuatro salidas binarias de distintos pesos. Estas suministran 1, 2, 4 u 8 impulsos por cada ciclo de la salida FF del contador. Los trenes de impulsos no tienen la misma relación trabajo/reposo sino que están diseñados para no tener solapamiento. El tercer bloque es un selector de la razón de división, formado por una serie de puertas que formará un tren de impulsos a partir de las entradas de proporción seleccionadas. La frecuencia del tren de impulsos a la salida del selector de proporción será $n_1$FF, en donde $n_1$ es un número programado en el selector para determinar la selección de las entradas de relación. El circuito divisor por diez y el selector de proporción forman un multiplicador decimal de proporción.

Figura 7. Divisor básico de realimentación múltiple.

La forma de operar del circuito completo es como sigue. El contador $n/(n + 1)$ se programa para dividir por $n_2$, pero dividirá por $n_2 + 1$ para $n_1$ de las 10 etapas del contador fijo. Dividirá por $n_2$ en los restantes ciclos $10-n_1$. Así, pues, la relación total de división viene dada por:

$$N = (n_2 + 1)\ n_1 + n_2\ (10-n_1),$$

$$= 10n_2 + n_1$$

El circuito queda como un divisor programable de dos dígitos en donde $n_2$ equivale a las decenas y $n_1$ a las unidades.

Una manera alternativa de considerar "cero" la división por realimentación, "cero" múltiple es considerar la etapa $\div n/(n + 1)$ como una etapa fija $\div n$ precedida de un circuito de absorción de impulsos, tal como el que se muestra en la figura 8. Cada vez que el selector de proporción genera un impulso en el tren de entrada, es absorbido, lo que es lo mismo que incrementar en uno la relación de división. La frecuencia a la salida del divisor es FF, por tanto a la entrada de la etapa $\div 10$ deberá haber 10FF. A la entrada de la etapa $\div n$, habrá 10FF$n_2$, y en el absorbedor de impulsos habrá 10FF$n_2$ más la frecuencia $n_1$FF del selector de proporción. Así la frecuencia de entrada es $(10n_2+n_1)$ FF.

## Operación del CI divisor universal

La técnica de división múltiple se puede ampliar utilizando el $C_1$ con los preescaladores externos que sean necesarios, como se muestra en las figuras 9 y 10. La figura 9 muestra la configuración interna del HEF4751, y la figura 10 es el diagrama de flujo del impulso del HEF4751 conectado a un preescalador externo. Comparando la figura 10 y la 7, el contador $C_1$ corresponde a la etapa $\div n/(n + 1)$ de la figura 7. El contador $C_2$ corresponde a la etapa $\div 10$, y el selector de proporción $RS_3$ corresponde al selector de proporción de la figura 7. Las etapas siguientes $C_{-1}$ $C_{0b}$ y $C_3$ forman un divisor en cascada con una relación de división $f_{in}$/FF de $(n_0/m) + n_1 + 10n_2 + 100n_3 + 1000n_4$, en donde de $n_0$ a $n_4$ y m son constantes programables. La cascada se puede ampliar en cualquier dirección con más preescaladores externos o con circuitos integrados HEF4751. El principio de operación sigue siendo el mismo y la operación del circuito de la figura 10 se describe a continuación.

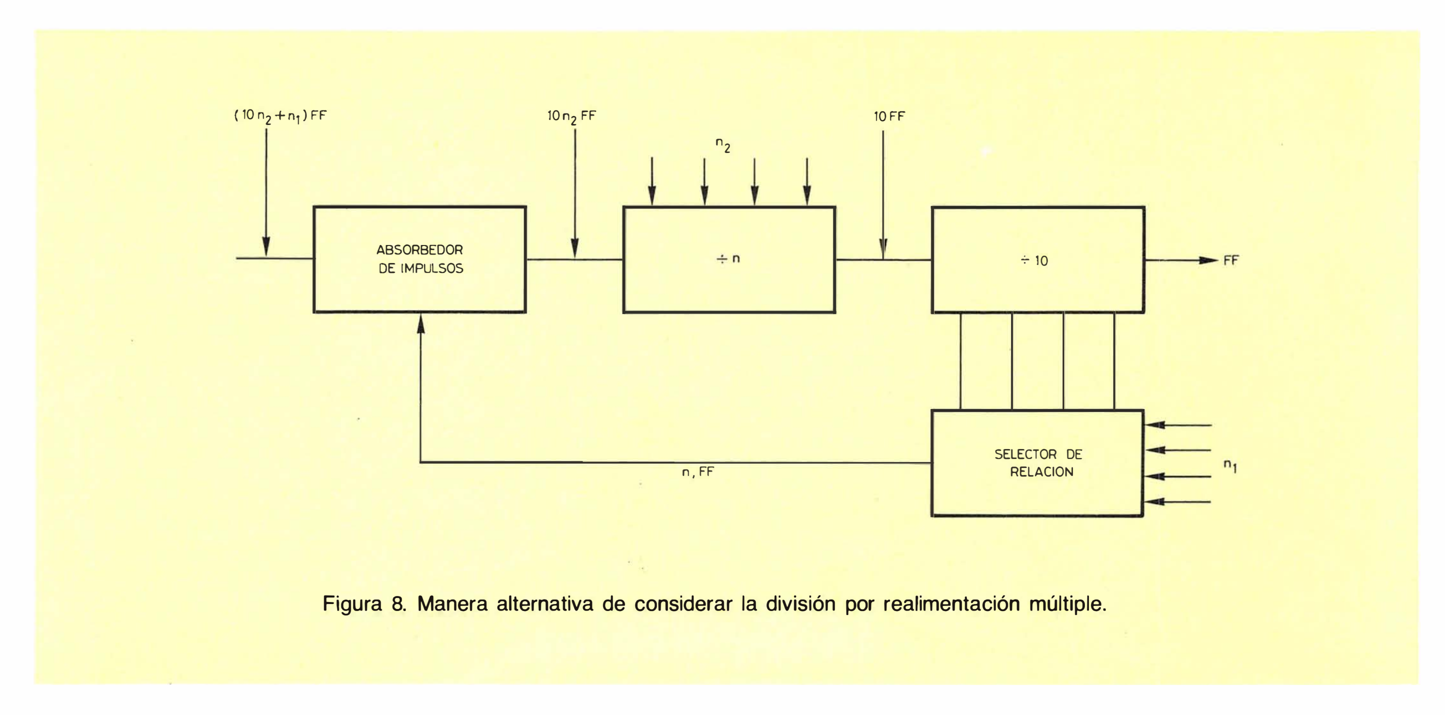



Figura 8. Manera alternativa de considerar la división por realimentación múltiple.

Los contadores $C_{-1}$ a $C_3$ están en cascada para formar la cadena principal de divisor programable del sistema. El contador $C_{-1}$ es un preescalador externo rápido ÷ (10/11) para el CI y el contador $C_{0b}$ es un contador interno ( ÷ 1, 2, 5, 10/11) programado para trabajar como un circuito ÷ (10/11), cuya programación se explica más adelante. El contador $C_1$ es un contador de 4 bits completamente programable. El contador $C_3$ se puede programar a cualquier valor de 1 a 16. La salida del selector de relación $RS_0$ se añade a la relación del $RS_1$ para dar una relación de división total que contiene un término fraccionario $n_0/m$. El término fraccionario es muy utilizado para simplificar la operación del sintetizador de frecuencia en algunos casos. Por ejemplo, si se necesita un sintetizador con un paso de 12,5 kHz, FF se puede fijar a 100 kHz y m a 8. La constante $n_1$ de selección de relacción tendrá entonces la equivalencia de cientos de kilohercios, $n_2$ megahercios, $n_3$ decenas de megahercios, y $n_4$ centenas de megahercios. La constante $n_0$ de selección de relación situará el múltiplo de 12,5 kHz y así tendrá la gama de 0 a 7 para seleccionar 12,5 kHz, 25 kHz, 37,5 kHz, etc. Alternativamente, si m se fija a 5, $n_0$ tendrá un paso de 20 kHz.

El término fraccionario $n_0/m$ implica una oscilación de fase en FF. Esta se puede eliminar tanto por defecto de promedio del bucle, como conectando la salida FS a la entrada strobe (STB) del CI HEF4750.

## Desviación de medio canal

Una extensión posterior llamada desviación de medio canal, la da el contador $C_4$ de 1 bit y el selector de relación $RS_{1/2}$, mostrado en la figura 9. El circuito es inoperativo cuando $C_4$ se sitúa a 1, pero cuando se sitúa para dividir por dos, da una señal de temporización al selector de proporción $RS_{1/2}$ de 1 bit. La salida $RS_{1/2}$ se suma en $RS_0$, tal como se muestra en la figura 9.

Para ilustrar el uso de la desviación de medio canal, tómese la condición en donde m es 10, $C_4$ se ajusta para dividir por dos, y $RS_{1/2}$ se fija a 1. De las figuras 9 y 10, se puede deducir que la relación de división total desde la entrada del sistema a la salida FF viene dada por la expresión:

$$N = 2\,(1/2 + n_0 + 10n_1 + 10^2 n_2 + 10^3 n_3 + 10^4\, n_4).$$

La facultad de desviación de medio canal se emplea principalmente en donde la asignación de canales de radio está de acuerdo con la expresión:

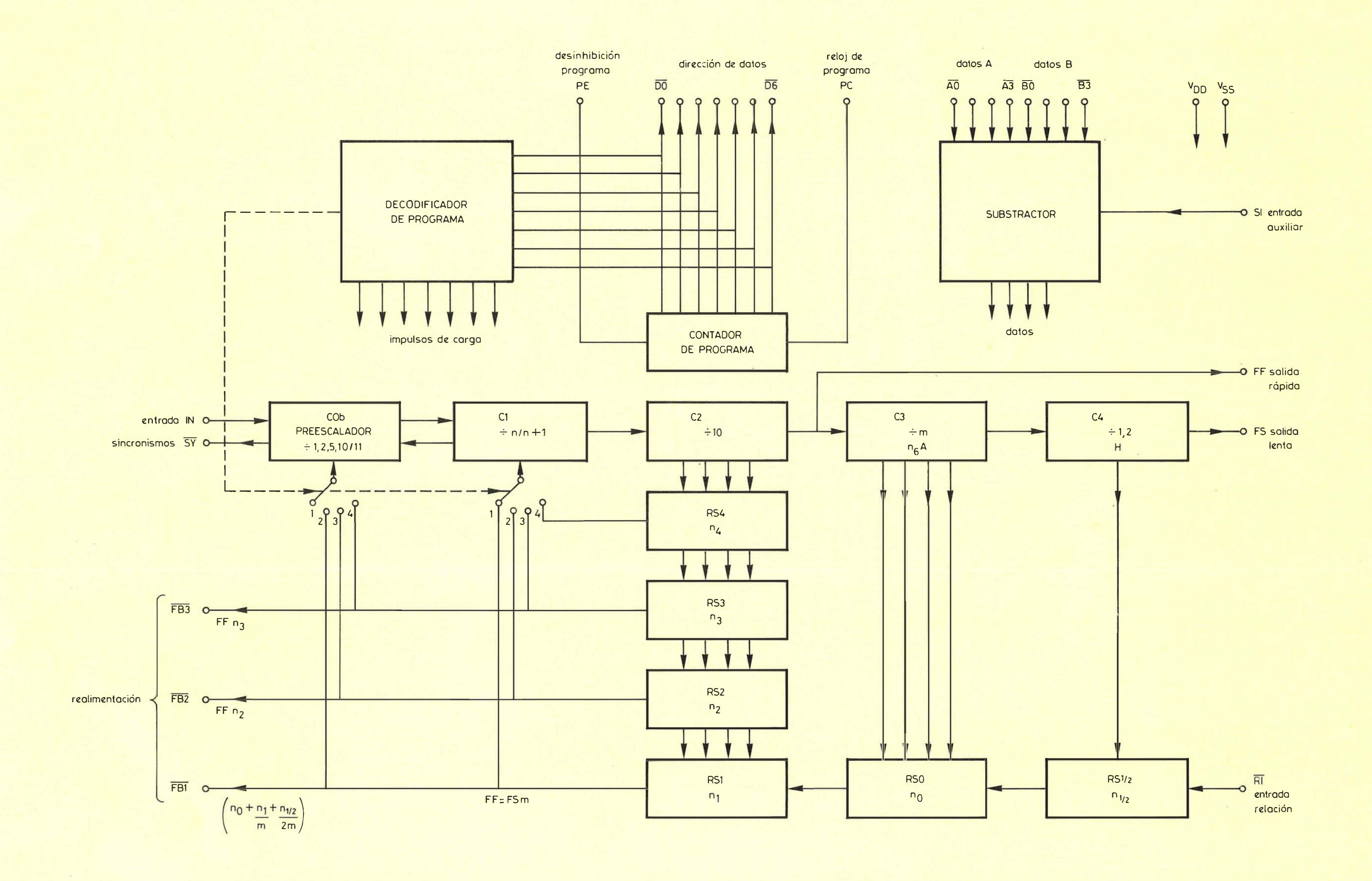
$$f_o = f_c\,(N + 1/2),$$

en donde $f_o$ es la frecuencia del canal, $f_c$ es la separación entre canales, y N es un entero. En este caso, la frecuencia en las salidas FS es $f_c/2$, $RS_{1/2}$ da el término de medio canal, y los números $n_0$ a $n_4$ controlan el valor de N en el sistema decimal.

## Programación

La programación se realiza en un formato de década serie, bit paralelo BCD. Para colocar desviaciones de frecuencia fijos o variables, se introducen dos números en paralelo, uno resta del otro en el CI para producir un programa interno. La dirección de selección de década se selecciona por un contador interno de programa, que avanzará continuamente, o bajo demanda, o será sincronizado a la salida del HEF4751.

La figura 9 muestra 10 bloques programables, cuatro de los cuales ($C_{0b}$, $C_3$, $C_4$ y $RS_{1/2}$) están relacionados con el modo de contaje. Estos cuatro se programan mediante un sencillo número $n_6$ que se explica más adelante. Los otros bloques ($RS_0$ a $RS_4$ y $C_1$) se programan mediante seis números de 4 bits, generados internamente, desde la entrada de programa $n_0$ a $n_5$. Estos representan un




$$\left(n_0 + \frac{n_1}{m} + \frac{n_{1/2}}{2m}\right)$$

Figura 9. Organización del circuito integrado HEF4751, divisor universal.

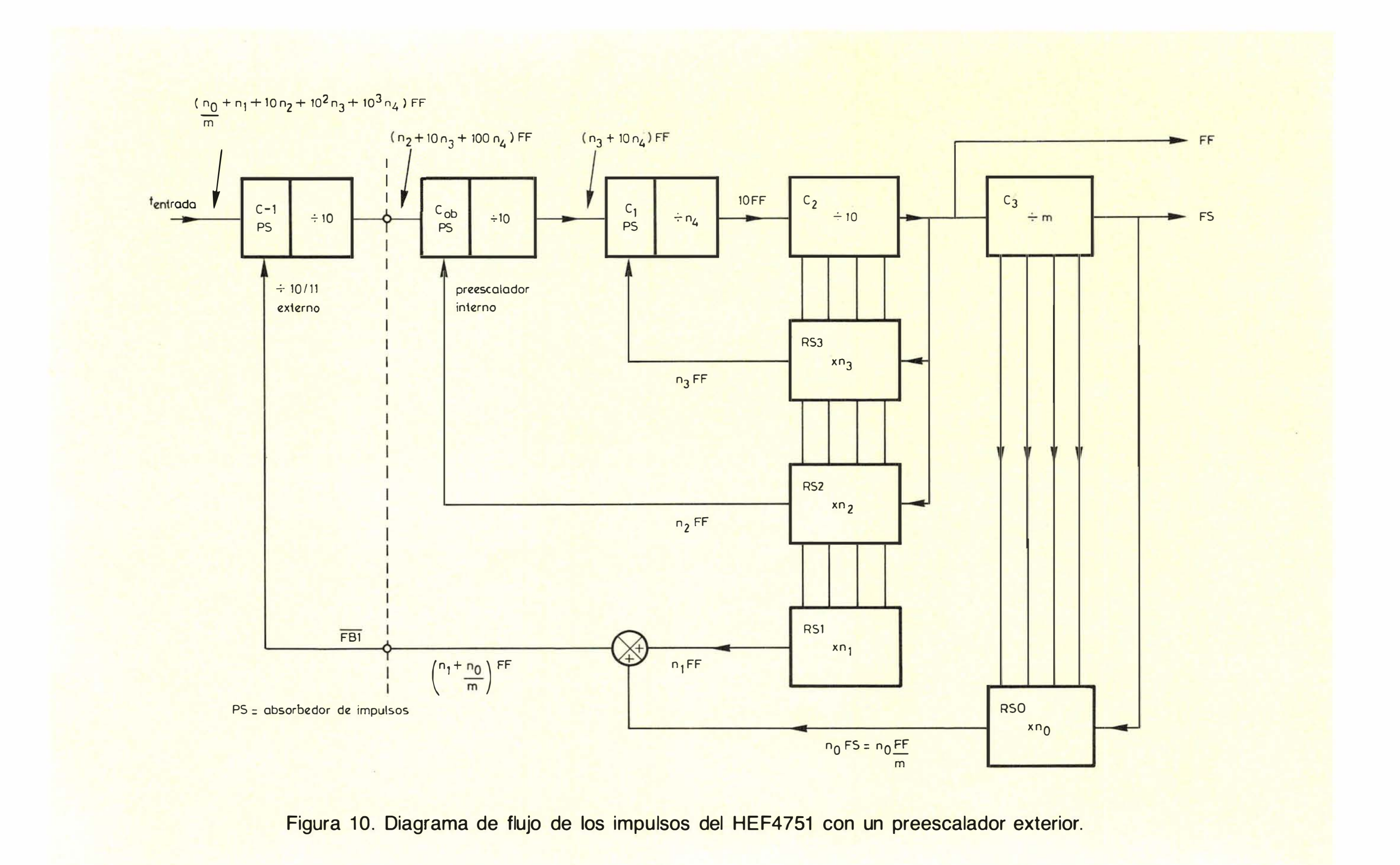



Figura 10. Diagrama de flujo de los impulsos del HEF4751 con un preescalador exterior.

número sencillo P que da la relación de división total (despreciando la desviación de medio canal) de:

$$P = n_0 + m\,(n_1 + 10n_2 + 10^2n_3 + 10^3n_4 + 10^4n_5).$$

La relación de división completa desde la entrada del sistema a FS es:

$$N = H\,(P + 1/2)$$

La entrada de programa consiste en datos aplicados a los terminales de entrada Datos A y Datos B del CI. El programa ensamblado en el CI para activar los divisores tiene tres componentes: Datos A y Datos B, cada uno con seis números de 4 bits de $n_{0A}$ a $n_{5A}$ y de $n_{03}$ a $n_{5B}$, y una entrada SI de substracción, que se utiliza cuando los circuitos integrados HEF4751 se conectan en cascada. Estos componentes se combinan en el CI de modo que:

$$P - 10^5 b_{salida}\, m = A - B - b_{entrada},$$

en donde:

$$A = n_{0A} + m\,(n_{1A} + 10n_{2A} + 10^2n_{3A} + 10^3n_{4A} + 10^4n_{5A}).$$
$$B = n_{0b} + m\,(n_{1B} + 10n_{2B} + 10^2n_{3B} + 10^3n_{4B} + 10^4n_{5B}).$$

$b_{entrada}$=acarreo (no utilizado)
$b_{salida}$=acarreo (en el terminal SI)

Los números de Datos A y Datos B se introducen secuencialmente en los dos juegos de cuatro terminales de entrada de $\overline{A0}$ a $\overline{A3}$ y de $\overline{B0}$ a $\overline{B3}$.

El HEF4751 genera sus propias señales de temporización para este proceso que salen en los terminales de $\overline{D0}$ a $\overline{D5}$. El terminal $\overline{D0}$ pasa a estado bajo para indicar el tiempo de carga para $n_{04}$ y $n_{0B}$, $\overline{D1}$ cambia a bajo para indicar el tiempo de carga para $n_{1A}$ y $n_{1B}$, y así sucesivamente.

Dado que los números internos son generados, se almacenan y se aplican al bloque adecuado como se muestra en la tabla 3. Los números de $n_0$ a $n_4$ se aplican a los selectores de relación $RS_0$ a $RS_4$ respectivamente. El número de programa para $C_1$ no tiene una posición fija en el programa interno, el número interno más significativo distinto de cero se selecciona como entrada de programa a $C_1$. Un detector de cero identifica este número, que puede ser cualquiera de los números internos de $n_2$ a $n_5$, y al mismo tiempo activa los circuitos de salida del selector de proporción, que se muestran en la figura 9, para dar la configuración óptima al divisor universal. Esto ofrece la seguridad de que el segundo número más significativo se utiliza como la realimentación de $C_1$, y el siguiente bit más significativo como la realimentación de $C_{0b}$. Si se van utilizando diversos preescaladores externos, se debe conectar FB1 al primero, FB2 al segundo (si está presente), y FB3 al tercero (si está presente). La tabla 3 es un ejemplo del programa interno. Este ejemplo nos da la configuración que se muestra en la figura 10. La salida $RS_3$ activa $C_1$, la salida $RS_2$ controla $C_{0b}$, y las salidas $RS_1$ y $RS_0$ controlan un preescalador a través de $\overline{FB1}$.

**TABLA 3**
**Carga del programa del HEF4751**

| | $n_5$ | $n_4$ | $n_3$ | $n_2$ | $n_1$ | $n_0$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Datos A | 0 | 7 | 6 | 1 | 1 | 8 |
| Datos B | 0 ↓ | 0 ↓ | 0 ↓ | 8 ↓ | 5 ↓ | 6 ↓ |
| Programa interno | 0 | 7 ↓ | 5 ↓ | 2 ↓ | 6 ↓ | 2 ↓ |
| Destino | | $C_1$ | $RS_3$ | $RS_2$ | $RS_1$ | $RS_0$ |

/ Auxiliar

Los otros bloques programables del CI se programan mediante el número $n_6$ de 8 bits de control, disponible cuando $\overline{D6}$ pasa a bajo. Los cuatro bits que se introducen en la entrada de Datos A de $\overline{A0}$ a $\overline{A3}$ se interpretan como la relación de división m del contador $C_3$. Las entradas se interpretan en código binario bajo activo a excepción de una entrada cero (de $\overline{A0}$ a $\overline{A3}$ alto) ajustan m a 16. Los bits de Datos B tienen el siguiente significado:

$\overline{B0}$ activa $C_4$
$\overline{B1}$ controla $RS_{1/2}$
$\overline{B2}$ y $\overline{B3}$ son las entradas de control de $C_{0b}$,

## INTERCONEXIONES

### Preescaladores rápidos

En la figura 10 se muestra un contador rápido de dos módulos situado antes del HEF4751. La absorción se controla mediante señales generadas en el CI. Dado que la velocidad del CI es limitada, hay que tener cuidado en la temporización de las señales de control.

Considérense el contador típico de dos módulos que se muestra en la figura 11. El contador normalmente divide por n, pero cuando el control $\overline{PE}$ es BAJO, el contador divide por n + 1. La señal $\overline{PE}$ es la función 0 de $\overline{PE1}$ y $\overline{PE2}$ .Las reglas de temporización de $\overline{PE1}$ y $\overline{PE2}$ son idénticas. En el diagrama de temporización que se muestra en figura 11, $\overline{PE2}$ está permanentemente en bajo. Por consiguiente, la absorción se activa cuando $\overline{PE1}$ es bajo. El valor de $\overline{PE1}$ deberá ser pues correcto durante un tiempo $t_s$ (tiempo de activación) antes, y $t_h$ (tiempo de retención), después, tiempo T. También muestra el retardo de propagación $t_{pd1}$ del contador.

Dado que los tiempos de activación y retardo de propagación son pequeños comparados con un período de salida, la mayoría de los períodos de salida se encuentran disponibles para tomar la decisión en el siguiente valor de $\overline{PE1}$. Para una operación correcta, el período de salida debe ser mayor que la suma de $t_s$ y $t_d$, el último es el tiempo de decisión.

La decisión se efectúa en el interior del CI, y el resultado es obtenido como dos señales separadas, ambas referidas a un período básico de tiempo. Este consiste en el período entre las salidas del contador $C_3$. La primera señal se genera en el terminal $\overline{SY}$ (sincronismo). Este es un impulso en nivel bajo con una duración de un período de la entrada en el terminal IN del CI. Esta señal siempre está presente, sin tener en cuenta el programa del divisor. Su objetivo es temporizar la entrada $\overline{PE}$ del preescalador, quedando entonces minimizado el retardo de IN a $\overline{SY}$. La otra señal sale por uno de los terminales de realimentación $\overline{FB1}$, $\overline{FB2}$ o $\overline{FB3}$. Cada uno produce una señal que estará en bajo en el período de tiempo básico. El contador externo más rápido se conecta a $\overline{FB1}$, el siguiente (si está presente) a $\overline{FB2}$ y así sucesivamente. La temporización de las señales $\overline{FB1}$, $\overline{FB2}$, $\overline{FB3}$ y $\overline{SY}$ para un preescalador ÷(10/11) se muestra en la figura 12.

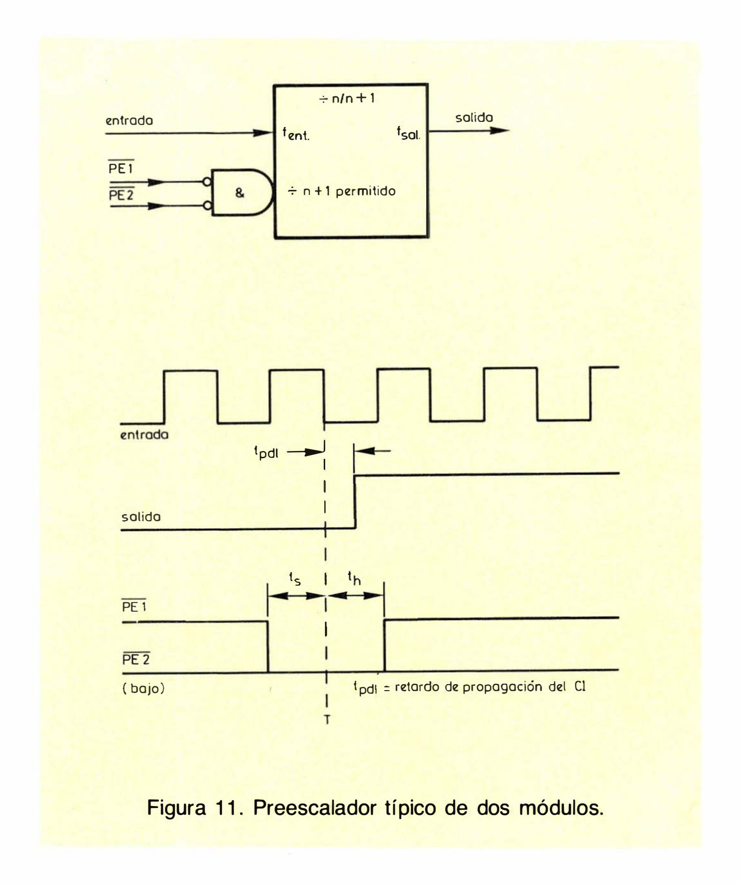



Figura 11. Preescalador típico de dos módulos.

Si se utiliza un preescalador sencillo, las señales $\overline{FB1}$ y $\overline{SY}$ del CI, se pueden conectar a las dos entradas $\overline{PE}$ del preescalador. Se necesita un acoplamiento (interface) adecuado si el preescalador utilizado es un circuito integrado con tecnología ECL. En la figura 13 se muestra un ejemplo. Si se utilizan dos preescaladores, es necesario regenerar la señal $\overline{SY}$ combinando en una puerta la señal $\overline{SY}$ con una salida del preescalador conectada al terminal IN del HEF4751. De manera similar, si se utilizan tres preescaladores, la entrada $\overline{SY}$ del preescalador más rápido es una función Y de la entrada $\overline{SY}$ con el segundo preescalador y una salida de este preescalador.

Cuando se utiliza más de un preescalador normalmente se diseña un preescalador que incluya la lógica de regeneración que sea necesaria para $\overline{SY}$.

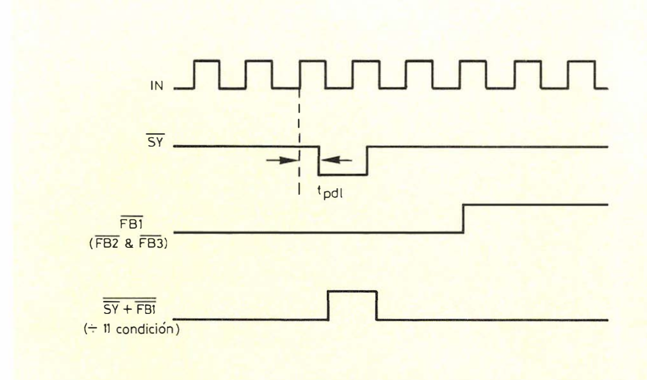



Figura 12. Señales de temporización $\overline{FB1}$, $\overline{FB2}$, $\overline{FB3}$, $\overline{S4}$.

## Comparador de fase

La salida lenta del HEF4751, FS, toma la forma de impulsos lógicos en estado bajo adecuadamente espaciados. Esta salida se conecta normalmente a la sección del comparador de fase del HEF4751 en el terminal STB. En cada uno de los flancos de paso a negativo se transmite una información de fase precisa.

Así pues la velocidad de muestreo de la fase es igual a la velocidad del impulso en FS. Hay aplicaciones en donde la velocidad de muestreo permite un ancho de banda adecuado del bucle enganchado en fase, pero no es lo suficientemente rápida para dar un buen tiempo de adquisición de frecuencia. El terminal de salida rápida FF soluciona este inconveniente, pudiéndose conectar al terminal V del HEF4750. La forma de onda de FF se relaciona con la de FS mediante las relaciones de los contadores $C_3$ y $C_4$; pero debido a la realimentación de $RS_0$ y $RS_{1/2}$, hay alguna oscilación de fase. El máximo tiempo de oscilación es $\pm$ 1 período en la entrada del sistema y será eliminado mediante la acción de selección por muestreo (Strobe) del comparador de fase principal $PC_1$ si:

$$\tau_i < \frac{TRA \times TCA}{4}$$

en donde $\tau_i$ es el período a la entrada del sistema, y los componentes TRA y TCA son la resistencia y el condensador en los terminales TRA y TCA del HEF4750.

La entrada R del comparador de fase deberá estar a la frecuencia FF (mFS).

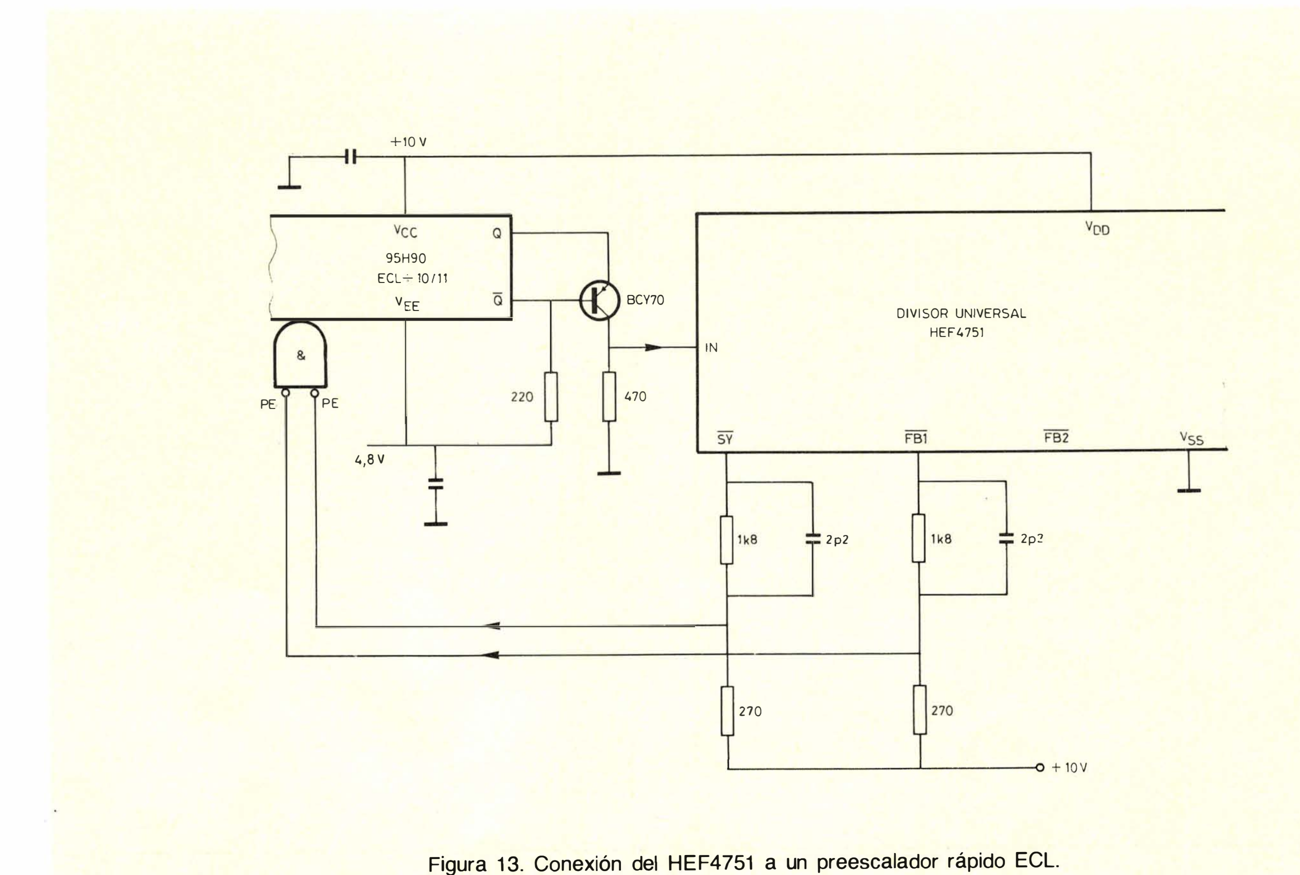



Figura 13. Conexión del HEF4751 a un preescalador rápido ECL.

## Memoria de programa

El proceso de programación se temporiza y se controla mediante señales en los terminales de entrada PC y PE del CI, tal como se ilustra en la figura 14. Cuando la entrada de desinhibición de programa PE (Programme Enable) está en alto, los flancos de paso a positivo de la señal del reloj de programa PC (Programme Clock) avanzan el contador interno de programa a través de una secuencia de 8 estados. Los primeros siete estados definen los períodos de búsqueda, cada uno indicado por una señal en bajo en uno de los terminales de dirección de datos de $D_0$ a $D_6$. El octavo estado no se utiliza.

Las siete señales de Dirección de Datos, activas en bajo, se utilizan, externamente al CI, para buscar los octetos apropiados de 8 bits de la fuente de programa. La fuente de programa puede consistir en cualquier combinación de PROM, ROM, matriz de diodos o conmutadores BCD. Las señales de selección de frecuencia, selección de canal, transmitir/recibir, y control de desviación, controlan la fuente de programa.

Los datos procedentes de la fuente de programa se aplican de A0 a A3 y de B0 a B3. El contador de programa avanza sobre el flanco de paso a positivo de PC. Mientras PC está alto, la memoria externa queda estancada y cuando PC está en bajo, los datos se memorizan internamente. La acción de exploración del contador de programa se controla mediante la entrada PE (Programme Enable). Si PE está en alto, el explorador avanzará continuamente. Cuando el PE cambia a BAJO, el explorador saltará al estado D6 y se parará. Esta facultad se puede utilizar para sincronizar el explorador con un microprocesador, o para programación por disparo único. La señal del PC puede ser de cualquier frecuencia hasta 1MHz y puede ser suministrada por el programa fuente, aunque es más usual que se suministre por la salida R del HEF4750, lo que resulta más fácil.

## Circuitos HEF4751 en cascada

Para aplicaciones tales como radio en Banda Lateral Unica (BLU), en donde la frecuencia se debe seleccionar en pasos pequeños, se deben utilizar selectores de relación y contadores adicionales. Para simplificar la programación y la interconexión, se incorpora un modo subordinado (slave) en el HEF4751 para poder efectuar la función de dos etapas adicionales.

En el modo "slave", o subordinado, habrá los siguientes cambios en comparación con la operación normal.

- $C_{0b}$ y $C_1$ quedan desactivados, por tanto IN se conecta directamente a $C_2$.
- $\overline{FB3}$ se convierte en una señal auxiliar de salida, que es válida después de 5 períodos de búsqueda. Esto quiere decir que se ha programado la señal auxiliar del programa substractor después de $n_0$ y $n_1$.

El HEF4751 se sitúa dentro del modo subordinado mediante el programa que se muestra en la tabla 4. Las interconexiones necesarias se muestran en la tabla 5.

La salida FS del circuito integrado subordinado va siempre al STB del comprador de fase. Entonces hay un juego de tres señales a conectar a la $v_{entrada}$ del HEF4751, llamada FF y FS del CI maestro, y FF del subordinado.

## Entradas no utilizadas

Todas las entradas a los dispositivos LOCMOS deben ser conectadas a una salida o a una u otra de las líneas de alimentación. La tabla 6 indica los niveles a los que se debe situar cada entrada para estar inactiva.

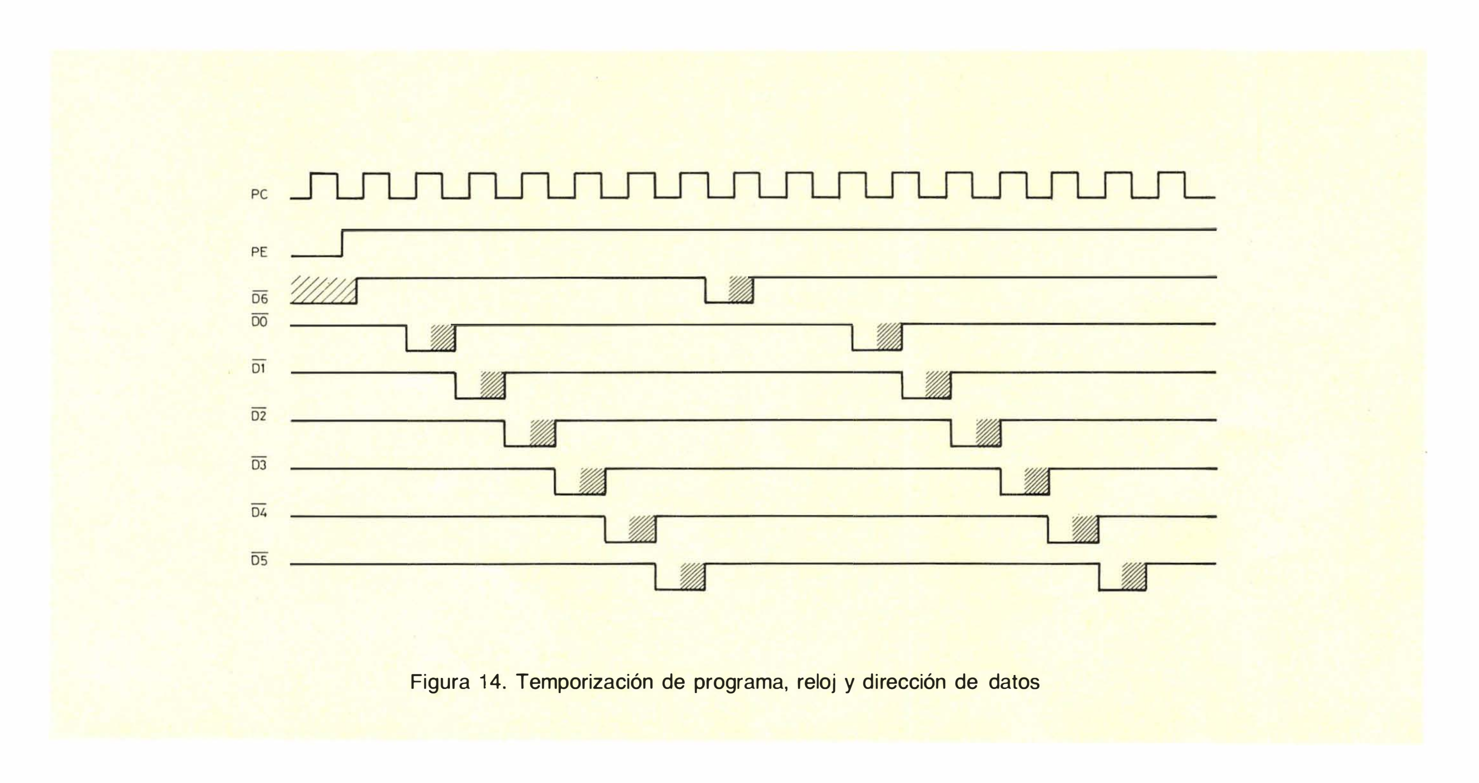



Figura 14. Temporización de programa, reloj y dirección de datos

**TABLA 4**
**Programa del HEF4751 para el modo subordinado**

| | $n_6$ | $n_5$ | $n_4$ | $n_3$ | $n_2$ | $n_1$ | $n_0$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Datos A | X | 0 | 0 | 0 | 11 | X | X |
| Datos B | X | 0 | 0 | 0 | 10 | X | X |

X es dato normal de programa

**TABLA 5**
**Conexiones para un divisor en cascada con el HEF4751**

| CI maestro | | CI Subordinado |
|---|---|---|
| FS | a | IN |
| SI | a | $\overline{FB3}$ |
| $\overline{RI}$ | a | $\overline{FB1}$ |

**TABLA 6**
**Niveles de entrada inactivos**

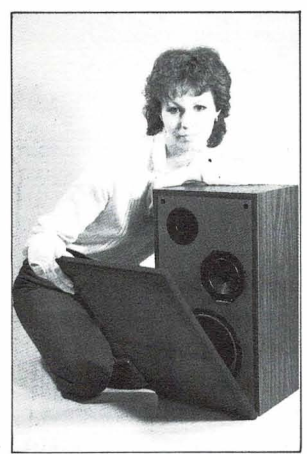
| Entrada HEF4750 | Estado inactivo | Entrada HEF4751 | Estado inactivo |
|---|---|---|---|
| D0 y D1 | BAJO | SI | BAJO |
| A0 a A9 | BAJO | $\overline{RI}$ | ALTO |
| MOD | ALTO | $\overline{A0}$ a $\overline{A3}$ | ALTO |
| TRA | ALTO (PC$_1$ inhibido) | $\overline{B0}$ a $\overline{B3}$ | ALTO |

BAJO Logico = $V_{SS}$ =0 V    ALTO LOGICO = $V_{DD}$ = + 10 V

# SISTEMAS DE ALTAVOCES HI-FI











| | Situación | Sistema potencia W | Frecuencia resonancia Hz | Recorrido de frecuencia estimado kHz | Dimen. total mm. | Diám. agujero baffle mm. | Prof. total mm. | Material de recubrimiento |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **AGUDOS** | | | | | | | | |
| AD00400/T4; T8 | N | 70 | 1500 | 3 to 22 | 83 □ | 73 | 26 | textile |
| AD0140/T4; T8 | D | 20/40 | 1200 | 2 to 22 | 94 ∅ | 75 | 25 | polycarb. |
| AD0162/T4; T8; T15 | D | 20/50 | [illegible] | 2 to 22 | 94 ∅ | 75 | 32 | polycarb. |
| AD01632/T4; T8 | D | 50/70 | 1300 | 2 to 22 | 96 □ | 85 | 33 | paper |
| AD01633/T4; T8 | D | 50/70 | 1300 | 2 to 22 | 96 □ | 85 | 33 | paper |
| **MEDIOS** | | | | | | | | |
| AD0211/Sq4; Sq8 | D | 40 | 350 | 0,5 to 5 | 134 | 112 | 108 | textile |
| AD02110/Sq4; Sq8 | D | 80 | 340 | 0,5 to 5 | 134 | 112 | 103 | textile |
| AD02150/Sq4; Sq8 | N | 80 | 340 | 0,5 to 5 | 134 | 122 | 98 | textile |
| AD02160/Sq4; Sq8 | N | 80 | 320 | 0,5 to 10 | 134 | 122 | 85 | textile |
| AD5060/Sq4; Sq8 | D | 60 | 210 | 0,4 to 5 | 129 | 96 | 107 | textile |
| AD50600/Sq4; Sq8 | N | 60 | 260 | 0,4 to 5 | 115 | 100 | 106 | textile |
| AD50800/Sq4; Sq8 | N | 40 | 280 | 0,4 to 5 | 115 | 100 | 106 | textile |
| **GRAVES** | | | | | | | | |
| AD40900/W4; W8 | N | 8 | 80 | 0,05 to 5 | 102 | 95 | 52 | rubber |
| AD70601/W4; W8 | D | 30 | 45 | 0,04 to 3 | 166 | 142 | 68 | rubber |
| AD80602/W4; W8 | D | 50 | 42 | 0,05 to 4 | 204 | 180 | 86 | foam |
| AD80652/W4; W8 | D | 60 | 39 | 0,05 to 4 | 204 | 180 | 88 | foam |
| AD80671/W4; W8 | D | 70 | 35 | 0,04 to 3 | 204 | 180 | 88 | rubber |
| AD10100/W4; W8 | D | 40 | 25 | 0,03 to 1 | 261 | 227 | 131 | rubber |
| AD12250/W4; W8 | D | 100 | 26 | 0,04 to 2 | 311 | 280 | 121 | rubber |
| **PASIVOS** | | | | | | | | |
| AD8002 | D | | | | 204 | 180 | | foam |
| AD1200 | D | | | | 311 | 279 | | rubber |

**D = TIPOS DISPONIBLES ACTUALMENTE**

**N = TIPOS DE NUEVO DISEÑO**

**Solicite información**



# Diseño de sistemas de altavoces en recintos cerrados (III)

**Con este artículo, dedicado al diseño de los filtros separadores de frecuencias, finaliza el estudio sobre sistemas de altavoces en recintos cerrados que se inició en volumen 21, número 8 - 9 (Septiembre de 1982).**

## 2. FILTROS SEPARADORES DE FRECUENCIAS

La radiación sonora de un altavoz de bobina móvil se hace mas direccional a medida que aumenta la frecuencia. Para bajas frecuencias la presión sonora es la misma en cualquier punto equidistante del altavoz, pero a altas frecuencias, la presión sonora disminuye a medida que nos alejamos del eje principal de radiación, aunque los puntos que se consideren estén a la misma distancia del altavoz (fig. 17). A bajas frecuencias la presión sonora es la misma en los puntos a, b, c, pero a frecuencias altas, la presión en los puntos a, c, es menor que en el punto b.

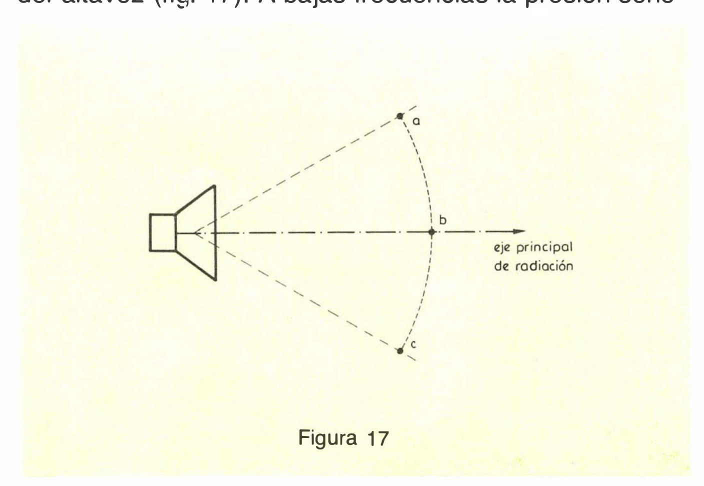


Figura 17

Observando las curvas de respuesta de los altavoces en función de la frecuencia, se puede ver que los altavoces operan satisfactoriamente solo en un margen reducido de frecuencias. Los equipos de alta fidelidad deben reproducir frecuencias comprendidas entre los 20 Hz y los 20 kHz. Si se utilizan varios altavoces y a cada uno de ellos se le hace trabajar en la zona en la cual responde fielmente, se conseguirá cubrir todo el margen de frecuencia audible. De todo lo expuesto se desprende la necesidad de utilizar los llamados filtros separadores de frecuencias, los cuales se encargaran de que cada altavoz reciba solamente las señales que éste precise reproducir.

Los filtros separadores de frecuencias no son ideales y por tanto tienen una pendiente de atenuación, que se estudiará en breve.

Se llama frecuencia de cruce al valor en Hz en el cual se considera que deja de funcionar un altavoz y empieza actuar el altavoz adyacente. Esta definición no concuerda con lo que realmente sucede puesto que en la frecuencia de cruce los dos altavoces están entregando la misma potencia sonora, pero conforme se avance en este estudio y con la ayuda de los gráficos, esperamos que este concepto se clarifique. Para determinar la frecuencia de cruce deben tenerse en cuenta las características de cada altavoz.

Es importante que cada altavoz genere la energía acústica necesaria dentro de la zona del espectro en la cual va a trabajar.

## 2.1. Consideraciones de diseño

El diseño de un filtro separador de frecuencias depende de varios factores, a continuación se destacan los más importantes:

a) la frecuencia de cruce deseada;
b) capacidad de manejo de potencia de los altavoces;
c) direccionalidad de los altavoces;
d) sensibilidad (eficacia) de los altavoces;
e) característica de frecuencias deseada para el sistema completo.

Usualmente, en el diseño se considera en primer lugar el punto (e) y es de desear que la respuesta en función de la frecuencia sea lo más plana posible en todo el espectro de señales a reproducir. Se parte de la hipótesis de que el amplificador que debe atacar al filtro separador de frecuencias tiene una característica plana, supuestos los controles de tono en su posición media.

## 2.2. Elección de la frecuencia de cruce

La elección de la frecuencia de cruce es un compromiso entre las características de cada uno de los altavoces y la suavidad de transición en la frecuencia de cruce entre un altavoz y el otro. Debe considerarse también la potencia que el sistema debe manejar y como consecuencia la potencia de cada uno de los altavoces.

Si se eligen unas frecuencias de cruce que hacen que alguno de los altavoces tenga que manejar potencias superiores a las especificadas por el fabricante de los mismos, el margen de seguridad no quedará cubierto; este problema puede solucionarse en algunos casos variando las frecuencias de cruce. Si con esta variación de las frecuencias de cruce, no se obtiene el margen de seguridad deseado, se deberá utilizar un altavoz de una potencia superior o bien dos o más altavoces del mismo tipo, en este último caso deberan tenerse en cuenta las impedancias de los mismos.

Existen dos sistemas básicos de separación de frecuencias:

a) sistemas de filtros electrónicos;
b) sistemas de filtros pasivos.

El sistema de filtros electrónicos activos se basa en separar las señales en las etapas intermedias del amplificador, generalmente mediante la utilización de amplificadores operacionales y luego amplificar cada grupo por separado. Este sistema tiene la ventaja de que no debe manejar potencias elevadas y que puede coinseguir mayores pendientes de atenuación. Como inconveniente, es obvio que se necesitan tantos amplificadores de potencia como grupos de señales precise el sistema y ello implica mayor costo.

Los filtros pasivos son los más utilizados en la práctica, debido a su mayor economía, aunque presentan el inconveniente que toda la potencia debe pasar a través de los mismos y ello tiene como consecuencia, la pérdida de potencia.

Los amplificadores de alta fidelidad suelen disponer de un control llamado "presencia" que aumenta la ganancia en las frecuencias alrededor de los 2 kHz (fig. 18) con lo que se consigue mayor colorido y viveza del sonido reproducido. Por este motivo, es conveniente evitar que la frecuencia de cruce sea precisamente 2 kHz; no quiere esto decir que dicha frecuencia no pueda ser nunca una frecuencia de cruce, pues como se verá más adelante, los sistemas de dos vias tienen frecuencias de cruce alrededor de los 2 kHz. Sólo se intenta resaltar que al diseñar un filtro se tenga en cuenta este detalle.

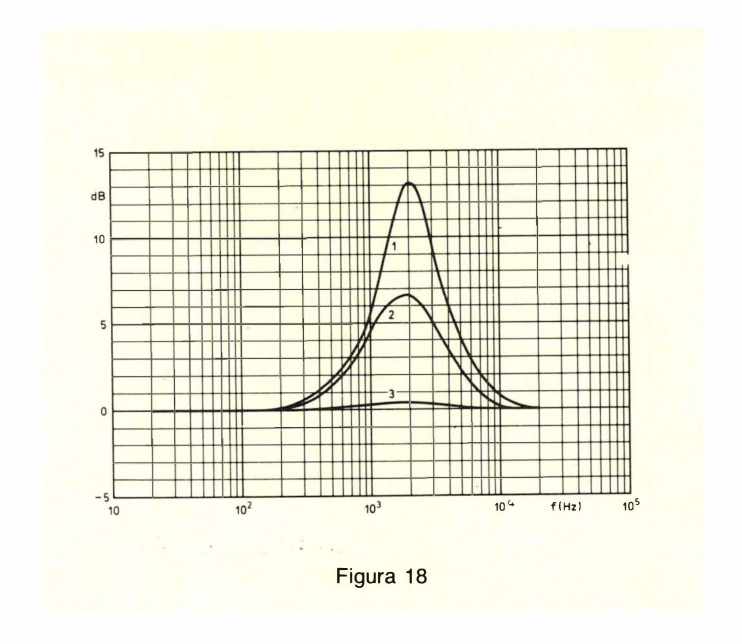


Figura 18

## 2.3. Tipos de redes pasivas

Hay dos tipos básicos de filtros pasivos. El primero consiste en filtros separados paso-alto o paso-bajo, montados en serie o en paralelo. El segundo tipo es el llamado de resistencia constante, que no difiere del primero más que en los valores de los componentes y en la característica de resistencia constante.

La ventaja del tipo de resistencia constante no es solamente que la impedancia de entrada permanece constante sino que en los filtros de dos vias los valores de los componentes son los mismos.

El diseño de los filtros divisores de frecuencias se basa en la teoría de redes y de líneas de transmisión; no se analizaran los principios básicos, tales como polos y ceros, función de transferencia, etc., sólo se analizará con detalle el filtro de resistencia constante.

Para los cálculos se supondrá que las impedancias terminales son resistencias puras y que no varian con la frecuencia. En los amplificadores actuales de estado sólido, la impedancia de salida es muy baja (décimas de ohmio) y se puede considerar el amplificador como un generador de tensión constante. Como consecuencia la respuesta en frecuencia del sistema no se altera con la "adaptación" entre impedancia de salida del amplificador e impedancia de entrada del filtro. Lo único que puede variar es la transferencia de potencia en función de la adaptación de impedancias (en nuestro estudio teórico resistencias) que se necesite.

## 2.4. Sistema separador de frecuencias de dos vias

Los filtros separadores de frecuencias para aplicaciones en alta fidelidad se distinguen por las siguientes características:

- La atenuación a la frecuencia de cruce es de 3 dB.
- La pendiente en la frecuencia de cruce es la mitad de la pendiente final (asíntota).
- La pendiente asintótica es de 6 dB/octava multiplicada por el número de elementos reactivos de cada filtro (fig. 19).
- Cuando dos filtros con características complementarias y con impedancias de salida correctas se alimentan de una fuente común, la potencia total de salida será constante para todo el espectro de frecuencias de trabajo.
- En este mismo caso, la impedancia total presentada en sus entradas comunes será una resistencia constante e igual a la resistencia terminal.
- La respuesta en fase en la frecuencia de cruce es la mitad de la respuesta en fase en la frecuencia extrema de trabajo.
- La diferencia de fase entre salidas complementarias es constante y depende del número de elementos reactivos por filtro.

En la figura 20 se muestran distintos filtros elementales.

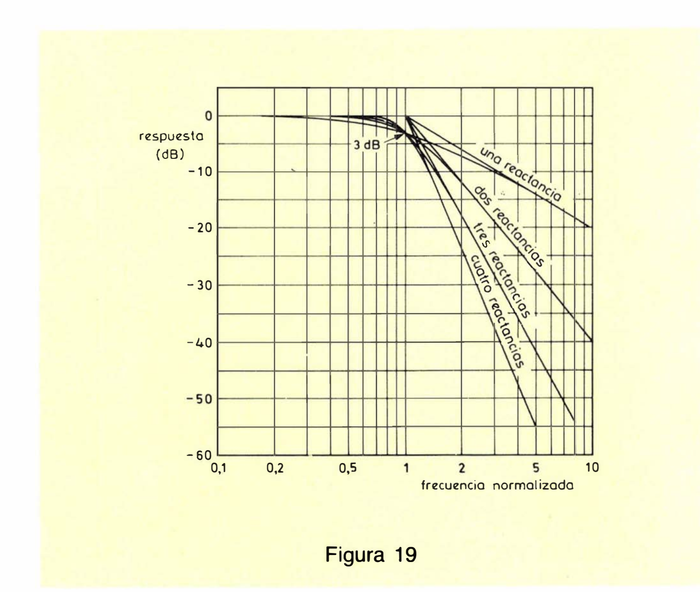



Figura 19

Los filtros de resistencia constante se muestran en las figuras 21 y 22.

Si los valores se eligen adecuadamente para hacer: $R_o = \sqrt{(L/C)}$, la impedancia de entrada es constante e igual a $R_o$ para todo el espectro de frecuencias de audio.

Para frecuencias por debajo de la de cruce, toda la potencia de entrada es transferida a los terminales 3 y 4. A frecuencias superiores a la de resonancia, toda la potencia de entrada es transferida a los terminales 4 y 5 (ver la figura 21).

La pendiente asintótica para ambos filtros es de 6 dB/octava. Esta pendiente de la característica de atenuación del filtro es insuficiente en la mayoría de las aplicaciones en alta fidelidad, y puede solucionarse añadiendo más elementos reactivos al filtro como se muestra en la figura 23. Normalmente, en los sistemas de alta fidelidad, los filtros separadores de frecuencias tienen una característica de atenuación de 12 dB/octava y los más sofisticados de 18 dB/octava.

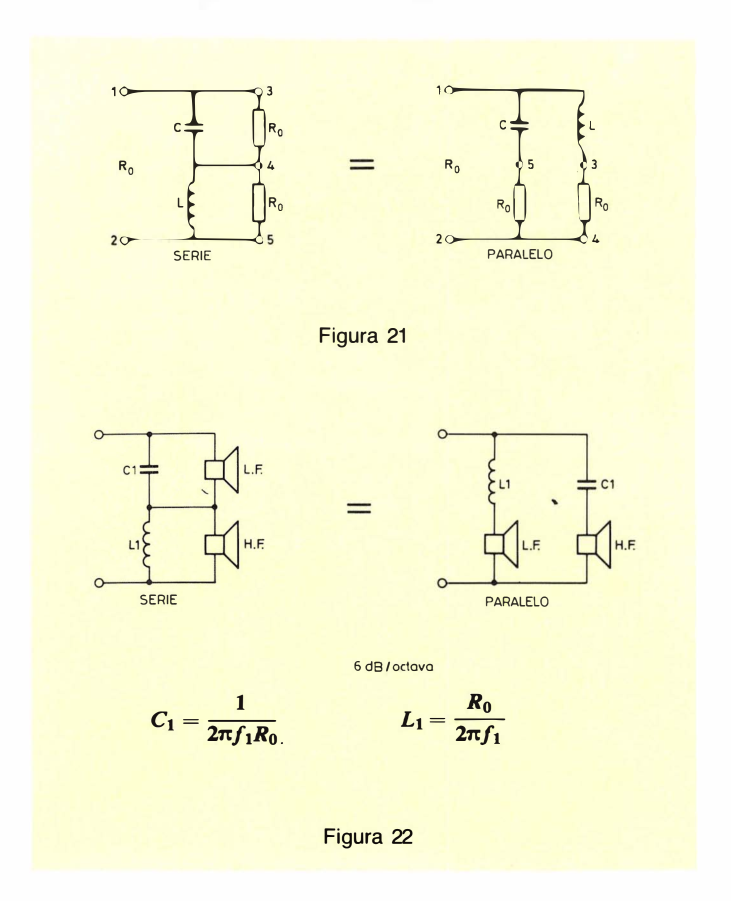



Figura 21

Figura 22

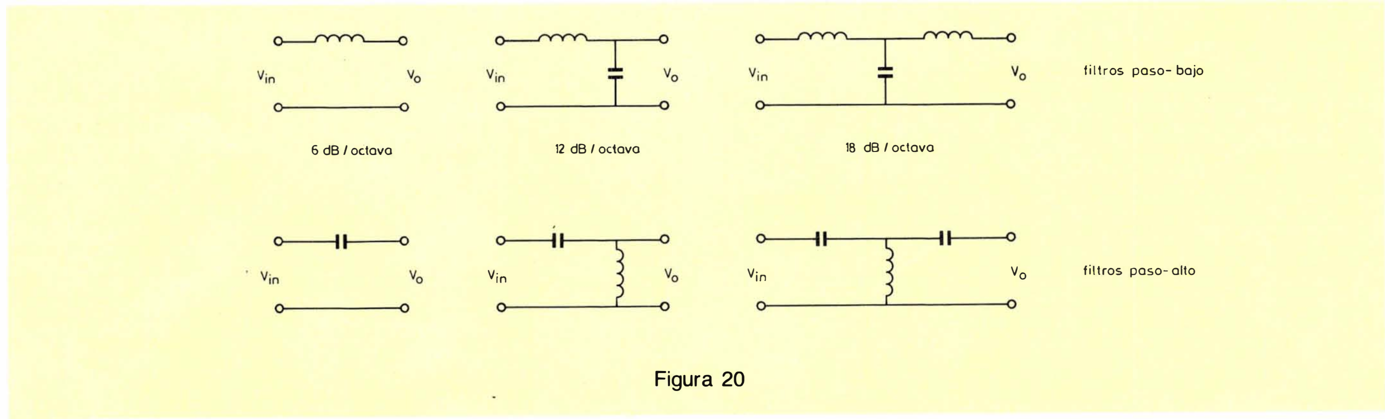



Figura 20

Los valores de las inductancias y de las capacidades pueden calcularse de la siguiente forma:

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(LC)}} \qquad R_O f_1 = \frac{1}{2\pi C}$$

siendo $f_1$ la frecuencia de cruce.

$$C = \frac{1}{2\pi f_1 R_O} \quad \text{y} \quad L = \frac{R_O}{2\pi f_1}$$

En el caso de filtros con 6 dB/octava, figura 22, la impedancia de los elementos capacitivo e inductivo a la frecuencia de cruce es igual al valor $R_o$.

Para filtros con pendiente de atenuación de 12 dB/octava, el valor de las impedancias a la frecuencia de cruce se hace igual a $R_o\sqrt{2}$ en el caso de montaje paralelo (Fig. 23 b) y en el caso de montaje serie (Fig. 23 a) se hace igual a $R_o/\sqrt{2}$. Esto significa que en este tipo de montajes, las dos inductancias tienen el mismo valor; lo mismo se puede afirmar para los condensadores.

En la figura 23 podemos ver la representación de los tipos más usuales de filtro de dos vias. En la figura 24 se representan los filtros de dos vias de 6 dB/octava y de 12 dB/octava con sus valores para una frecuencia de cruce de 1 kHz. La tabla 1 nos da el valor de los componentes para filtros de dos vias con una pendiente de atenuación de 6 dB/octava, y la tabla 2 nos da dichos valores para un filtro de pendiente de atenuación de 12 dB/octava.

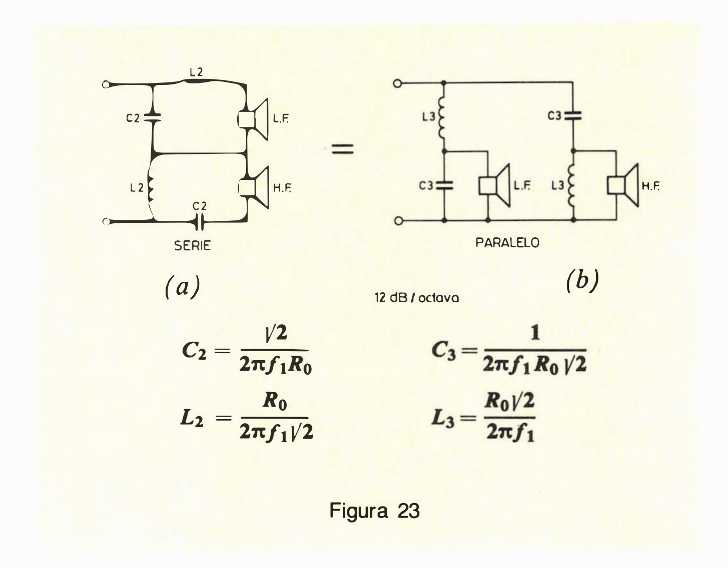



Figura 23

**Tabla 1. Valores de los componentes para un filtro de 2 vías y 6dB/octava.**

| $f_1$ (Hz) | $R_o$* (Ω) | $L_1$ (mH) | $C_1$ (μF) |
|---|---|---|---|
| 500 | 5 | 1,6 | 64 |
| | 10 | 3,2 | 32 |
| | 20 | 6,4 | 16 |
| 700 | 5 | 1,1 | 45 |
| | 10 | 2,3 | 23 |
| | 20 | 4,5 | 11 |
| 1000 | 5 | 0,8 | 32 |
| | 10 | 1,6 | 16 |
| | 20 | 3,2 | 8 |
| 1200 | 5 | 0,7 | 26 |
| | 10 | 1,3 | 13 |
| | 20 | 2,6 | 7 |
| 1600 | 5 | 0,5 | 20 |
| | 10 | 1,0 | 10 |
| | 20 | 2,0 | 5 |
| 2000 | 5 | 0,4 | 16 |
| | 10 | 0,8 | 8 |
| | 20 | 1,6 | 4 |
| 2400 | 5 | 0,3 | 13 |
| | 10 | 0,7 | 7 |
| | 20 | 1,3 | 3 |

*Correspondiente a las impedancias nominales del altavoz de 4 Ω, 8 Ω y 16 Ω respectivamente.

**Tabla 2. Valores de los componentes para un filtro de 2 vías y 12 dB/octava.**

| $f_1$ (Hz) | $R_o$* (Ω) | $L_2$ (mH) | $C_2$ (μF) | $L_3$ (mH) | $C_3$ (μF) |
|---|---|---|---|---|---|
| 500 | 5 | 1,1 | 90 | 2,2 | 45 |
| | 10 | 2,2 | 45 | 4,5 | 22 |
| | 20 | 4,5 | 22 | 9 | 11 |
| 700 | 5 | 0,8 | 64 | 1,6 | 32 |
| | 10 | 1,6 | 32 | 3,2 | 16 |
| | 20 | 3,2 | 16 | 6,4 | 8 |
| 1000 | 5 | 0,5 | 45 | 1,1 | 22 |
| | 10 | 1,1 | 22 | 2,2 | 11 |
| | 20 | 2,2 | 11 | 4,5 | 5,5 |
| 1200 | 5 | 0,47 | 37 | 0,94 | 19 |
| | 10 | 0,94 | 19 | 1,87 | 9,4 |
| | 20 | 1,87 | 9 | 3,75 | 4,7 |
| 1600 | 5 | 0,35 | 28 | 0,7 | 14 |
| | 10 | 0,7 | 14 | 1,4 | 7 |
| | 20 | 1,4 | 7 | 2,8 | 3,5 |
| 2000 | 5 | 0,28 | 22 | 0,56 | 11 |
| | 10 | 0,56 | 11 | 1,1 | 5,5 |
| | 20 | 1,1 | 5,5 | 2,2 | 2,8 |
| 2400 | 5 | 0,23 | 19 | 0,47 | 9,4 |
| | 10 | 0,47 | 4,7 | 0,94 | 4,7 |
| | 20 | 0,94 | 9,4 | 1,87 | 2,3 |

*Correspondiente a las impedancias nominales del altavoz de 4 Ω, 8 Ω y 16 Ω respectivamente.

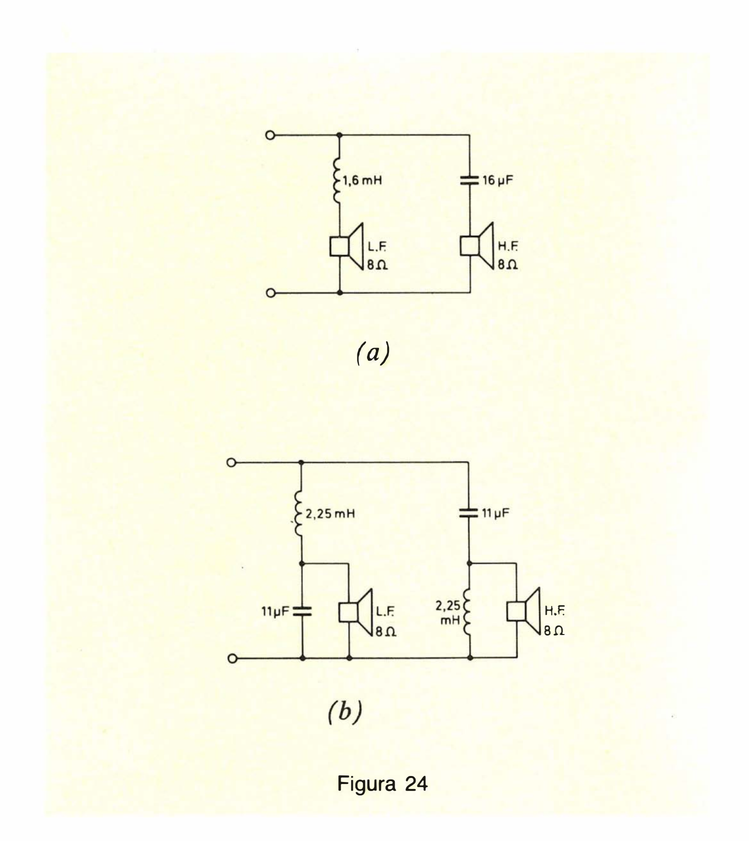



Figura 24

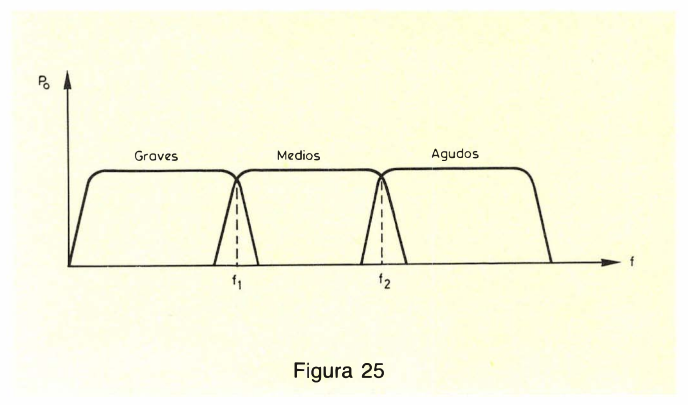



Figura 25

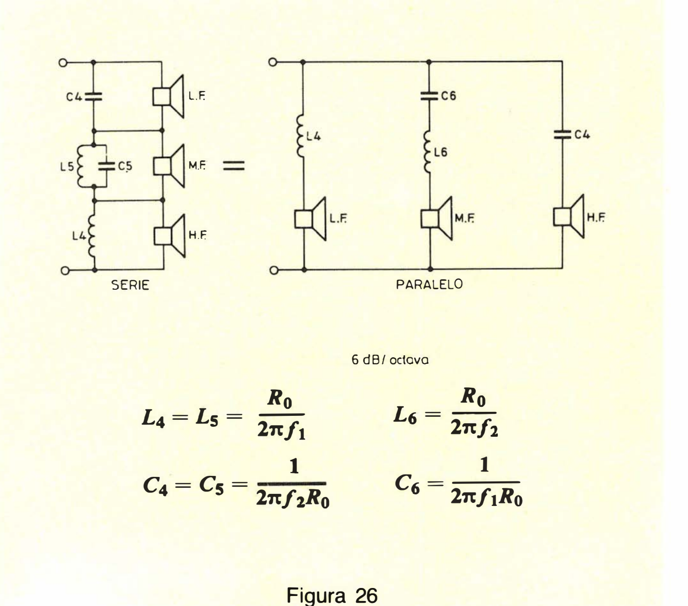



Figura 26

## 2.5. Filtros divisores de frecuencias de tres vias

Las redes para sistemas de tres vias precisan de una sección adicional a lo estudiado, que es la parte referente a frecuencias medias. En este caso tendremos dos frecuencias de cruce distintas. Una frecuencia será $f_1$ que marcará la frontera de trabajo entre el altavoz de graves y el de medios. Otra frecuencia de cruce será $f_2$ que marcará la frontera entre el altavoz de medios y el de agudos (veáse la figura 25). Al igual que en el caso de filtros de dos vias, existen dos formas de montaje, la serie y la paralelo. La figura 26 muestra estas dos formas de montaje para un filtro de tres vias con una pendiente de atenuación de 6 dB/octava y la figura 27 muestra las representaciones de los filtros de tres vías con una pendiente de atenuación de 12 dB/octava. Las fórmulas para el cálculo de cada uno de los componentes se dan junto a los esquemas correspondientes. Los tipos más usados, por razones técnicas y prácticas, son los tipos paralelo.

Otra forma de enfocar el cálculo de un filtro de tres vías, partiendo de los estudios para el caso de dos vías, es considerar, según muestra la figura 28, un filtro de dos vías; la salida de agudos del primer filtro de dos vías es la nueva entrada de otro filtro de dos vías. La simplicidad de este método es evidente y pueden obtenerse excelentes resultados.

## 2.6. Efecto de la impedancia del altavoz

Para todos los cálculos realizados hasta este apartado, se ha considerado que los altavoces tenían una impedancia real y constante en función de la frecuencia. En realidad la impedancia de un altavoz de bobina móvil

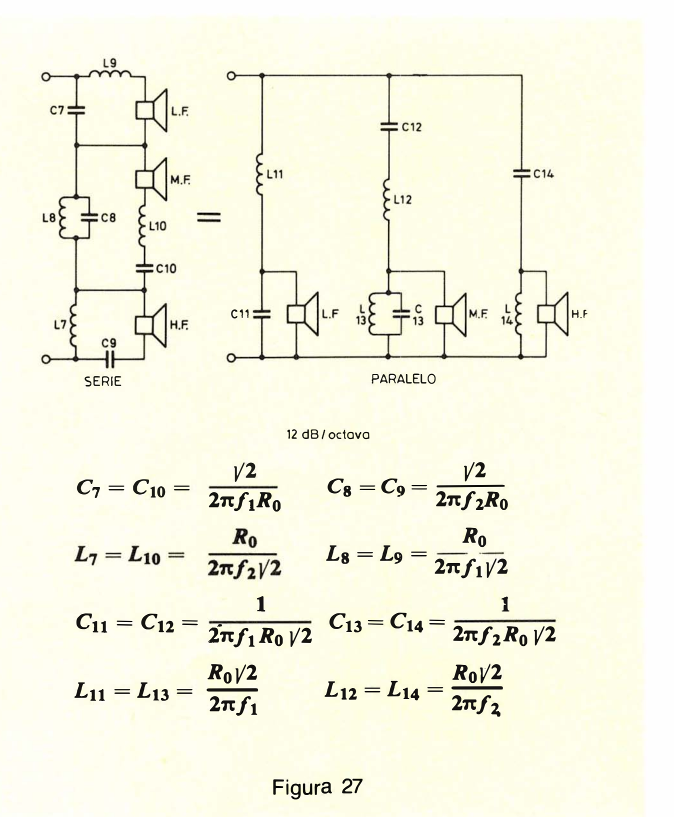



Figura 27

varia con la frecuencia, debido a la variación del conjunto de impedancias que configuran la impedancia total del altavoz. Como se analizó en Vol. 20 nº 12, la impedancia está dividida en las siguientes partes: impedancia eléctrica de la bobina, impedancia debida a la masa móvil, impedancia debida a la elasticidad de la suspensión del cono (compliancia) y la impedancia debida a la propia carga de aire que el altavoz debe mover. En la resonancia, la impedancia eléctrica que presenta el altavoz es elevada cayéndo rápidamente cuando nos separamos de la frecuencia de resonancia. Esta impedancia se mantiene constante en un ancho margen de frecuencias y aumenta progresivamente cuando la frecuencia es mucho mayor (véase la figura 29). El efecto de una impedancia variable en los diferentes terminales del filtro separador de frecuencias hace que la impedancia de entrada del filtro sea también variable con la frecuencia. Para paliar este inconveniente se podría pensar en utilizar filtros de pendiente igual a 6 dB/octava para los graves y de 12 dB/octava para los agudos, lo que nos llevaría al diseño de filtros asimétricos. Existen otras soluciones más sencillas, una de ellas se muestra en la figura 29. Como puede observarse no es más que una red de compensación que mantiene la impedancia prácticamente constante dentro del margen de frecuencias a las que debe trabajar el altavoz. En la figura 29 puede apreciarse el efecto de la red de compensación para mantener la impedancia constante. Esta solución no es perfecta, pero el cálculo y la experimentación nos permiten elegir unos valores de R y C que mantendrán la carga constante en un margen razonable de frecuencias a ambos lados de la frecuencia de resonancia, que es la zona más crítica.

En el cálculo del valor de la inductancia del filtro paso-bajo puede tenerse en cuenta la propia inductancia de la bobina móvil del altavoz y el cálculo se realizará considerando la impedancia de la bobina móvil a la frecuencia de cruce y esta impedancia sumada con la impedancia de $L_1$ a la misma frecuencia de cruce (Fig. 30), debe ser igual a la impedancia total calculada en el apartado (2.3). Con esta consideración se mantiene la propiedad de filtro de resistencia constante.

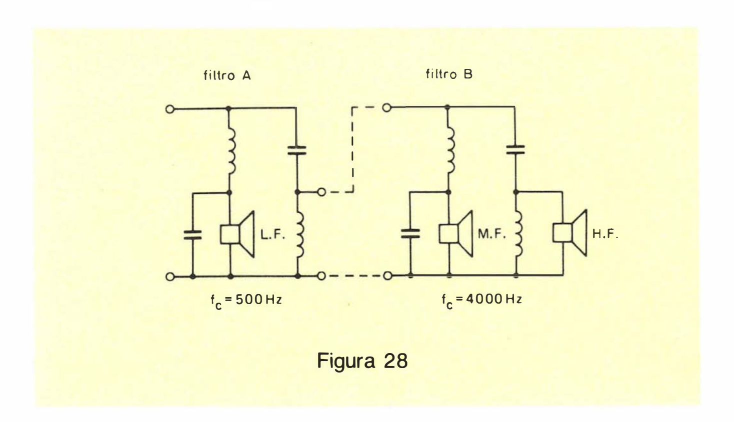



Figura 28

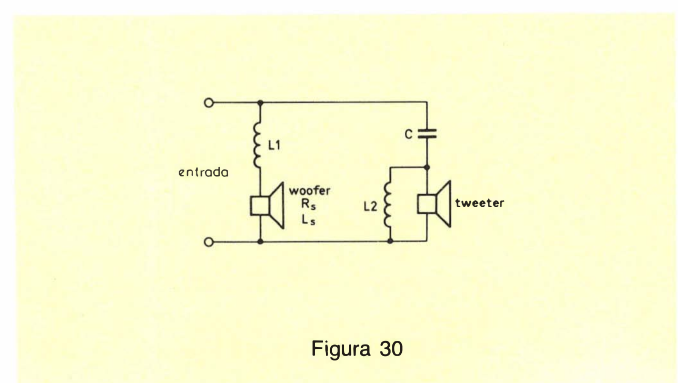



Figura 30

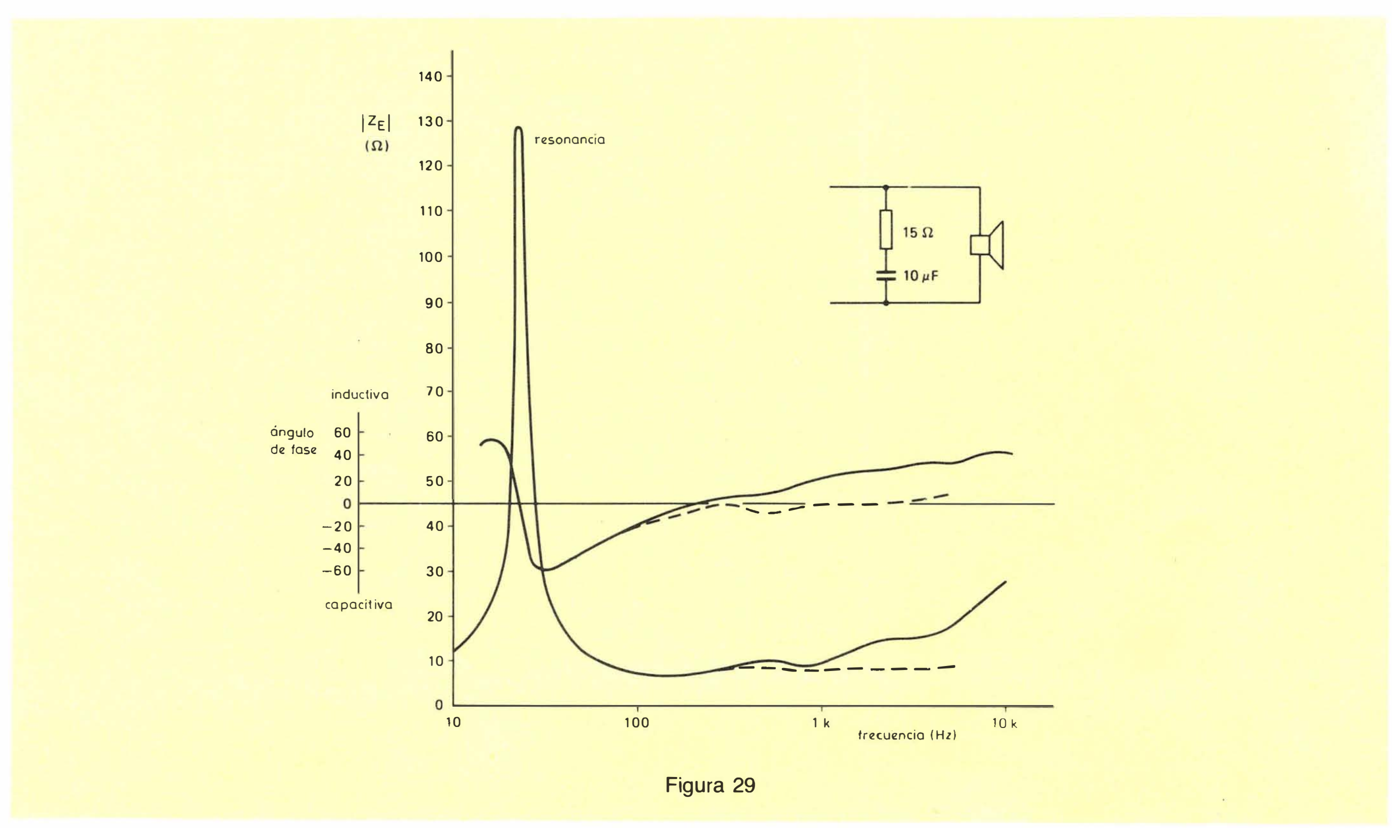



Figura 29

## 2.7. Respuesta en fase

Es importantísimo que la respuesta en fase de un filtro separador de frecuencias sea considerada cuidadosamente. El filtro separador de frecuencias esta compuesto de elementos reactivos que introducen cambios de fase en el sistema. En secciones elementales simples, tenemos que a la frecuencia de cruce el valor de la impedancia terminal, que hemos considerado resistiva, es igual a la impedancia del elemento reactivo, lo que nos permite afirmar que en la frecuencia de cruce el desfase será de 45°. En una red RL o RC serie, el ángulo de fase es igual a arctag (X/R) y como en la frecuencia de cruce hemos impuesto que X=R, resulta que el defasaje es arctag (1) = 45°.

Si partiendo de la frecuencia de resonancia se va aumentando la frecuencia, la fase entre la entrada y salida del filtro de graves llega asintóticamente a -90° mientras que la salida del filtro de agudos en relación con la entrada esta prácticamente en fase. Si partiendo de la frecuencia de cruce se va disminuyendo la frecuencia, la fase de salida del filtro de agudos con relación a la entrada es de 90°, mientras que la salida del filtro de graves está en fase con la entrada (véase la figura 31).

Un dato muy importante que se desprende de la observación de la figura 31 es que la diferencia de fase entre las dos salidas se mantiene constante e igual a 90°.

La figura 32 nos muestra el desfase para un filtro de dos vías con una pendiente de atenuación de 12 dB/octava. Cuando el defasaje entre dos salidas adyacentes es de 180° existirá una cancelación de energía acústica en la frecuencia de cruce; para evitar este grave problema, nada más sencillo que invertir la polaridad de uno de los altavoces y el problema queda resuelto.

Este es uno de los motivos por el cual los altavoces de alta fidelidad tienen una terminal con una marca roja. Cuando se aplica una tensión contínua con la polaridad positiva en el terminal marcado en rojo, el cono se debe desplazar hacia delante.

Las figuras 31 y 32 contemplan el caso teórico de que el altavoz presenta una impedancia constante e independiente de la frecuencia pero la figura 29 muestra que no es totalmente cierta esta suposición y que existen variaciones de impedancia y de fase. La variación de impedancias se analizó con anterioridad, la variación de fase en la zona de trabajo es muy pequeña y en la mayoría de los casos se puede despreciar.

## 2.8. Obtención de una respuesta plana

En orden a obtener un cambio suave entre un altavoz y el otro es importante seleccionar altavoces con sensibilidad cuya diferencia no sea mayor de 2 dB. Una diferencia mayor sería la causa de un paso audible de un altavoz a otro como muestra la figura 33. Cuando existe gran diferencia entre la sensibilidad de los diferentes altavoces que constituyen el sistema, se puede solucionar el problema buscando otros altavoces con sensibilidades similares, o bien eligiendo un altavoz de otra impedancia como muestra la figura 34. Para igualar sensibilidades se pueden colocar resistencias en serie con los altavoces, pero esto trae como consecuencia la pérdida de potencia y variación de fase.

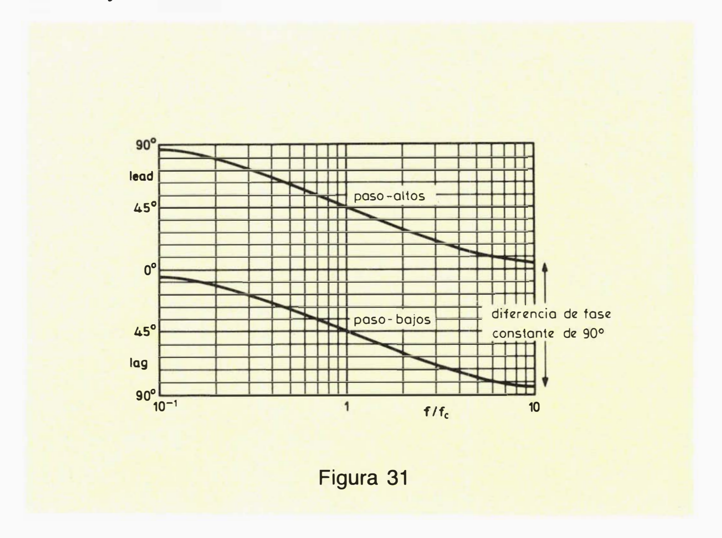



Figura 31

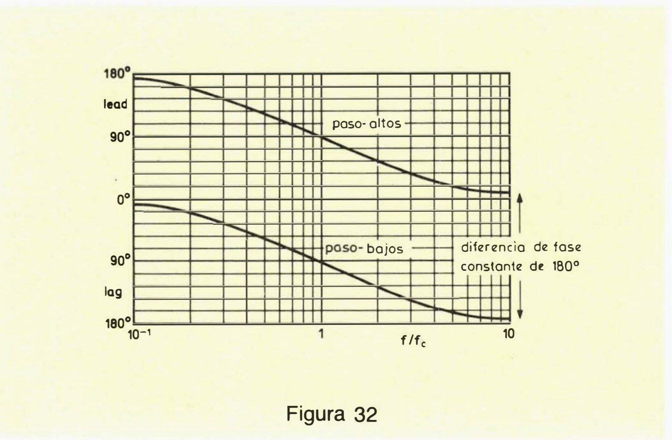



Figura 32

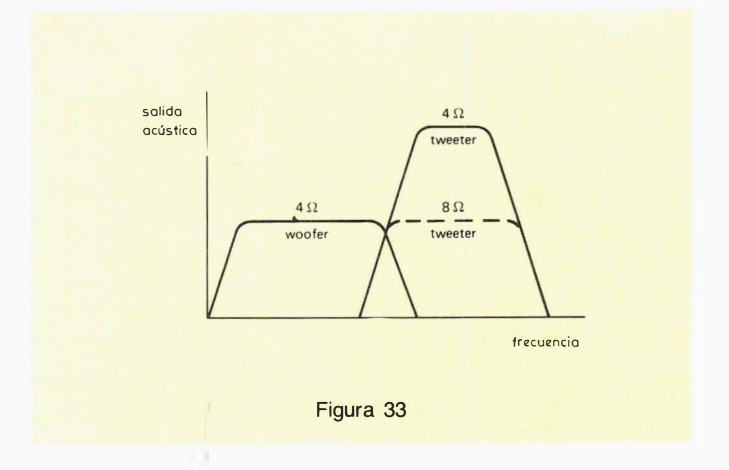



Figura 33

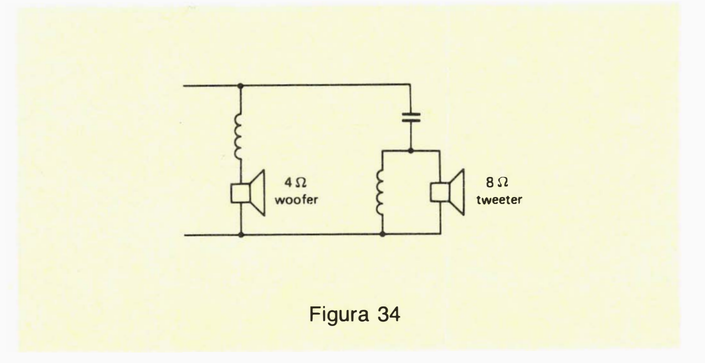
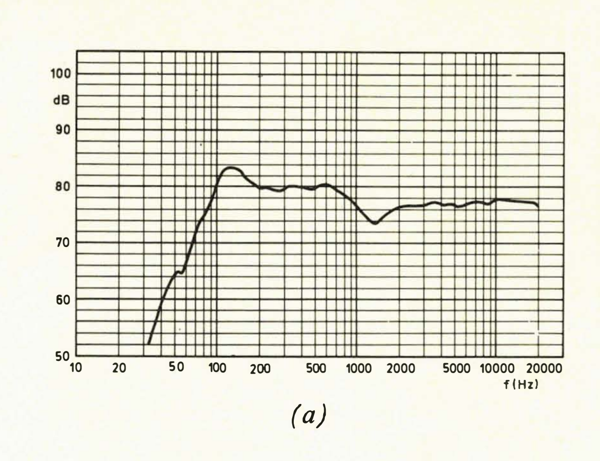
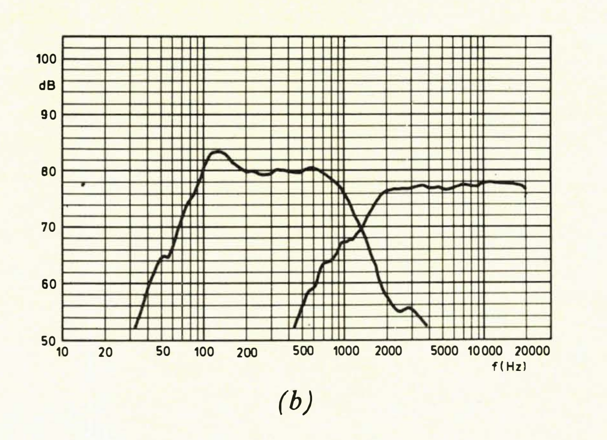



Figura 34

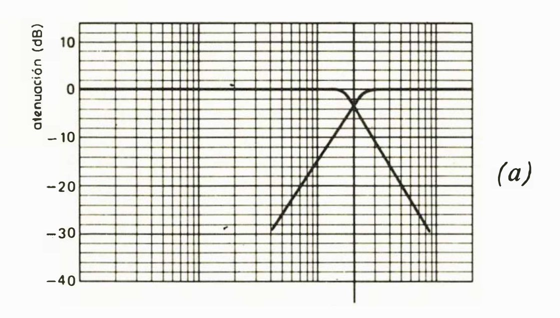



(a)

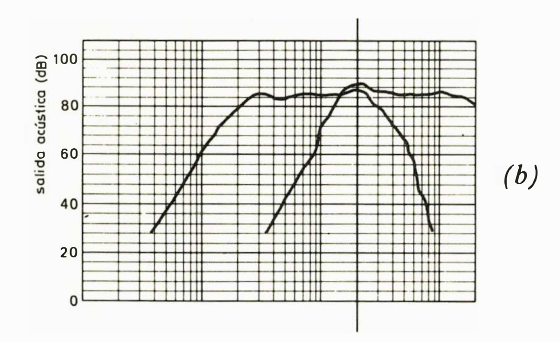



(b)

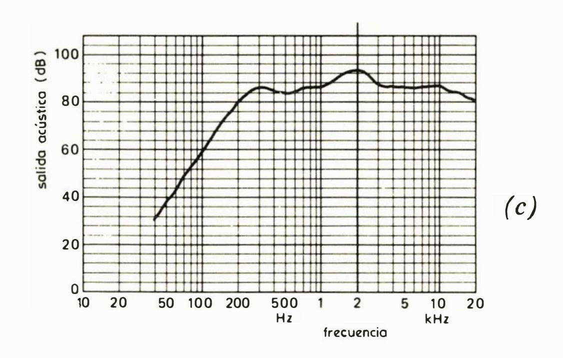
Figura 35




(a)

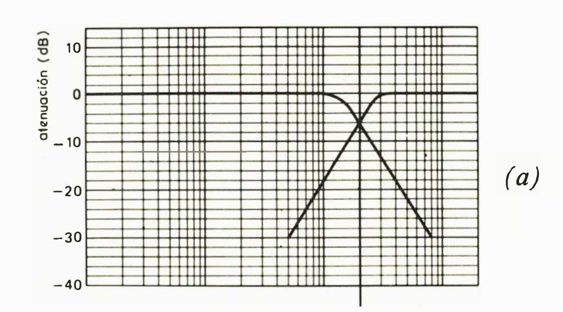



(b)

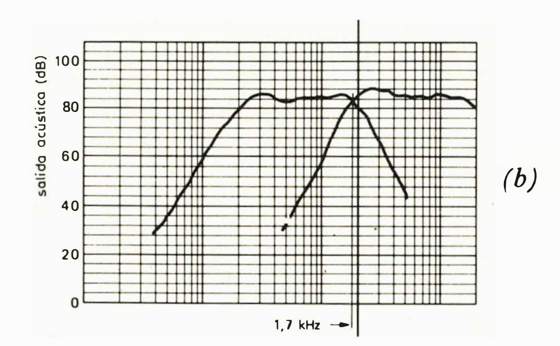



(c)

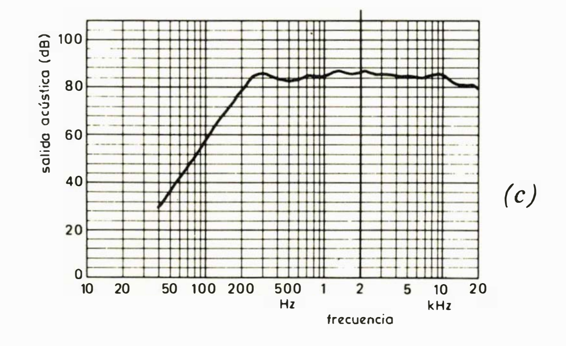
Figura 36




(a)




(b)




(c)

Figura 37

Otro aspecto importante para obtener una respuesta plana es el solapamiento (en frecuencias) entre altavoces adyacentes. La atenuación del filtro en la frecuencia de cruce debe ser de 3 dB. Si ésta atenuación es mayor, se produce una disminución de la potencia acústica en el entorno de dicha frecuencia de cruce, como se muestra en la figura 35. Con el diseño adecuado de un filtro separador de frecuencias se pretende en último lugar, obtener el mejor resultado conjugando las distintas características de los diferentes altavoces que constituyen el sistema. Para ello puede ser necesario efectuar algunas modificaciones en los filtros estándar que se han analizado previamente. Un ejemplo de este reajuste se muestra en las figuras 36 y 37. En la figura 36 (a) tenemos la función de transferencia de un filtro estándar según los cálculos efectuados en los apartados anteriores; la figura 36 (b) nos muestra la respuesta de los altavoces a utilizar y la figura 36 (c) nos muestra la respuesta total. Se puede apreciar que debido a las características propias de los altavoces, la respuesta total de la figura 36 (c) no es plana y existe una acentuación en el entorno de la frecuencia de cruce. Para evitar este problema se debe rediseñar el filtro con una atenuación en la frecuencia de cruce mayor de 3 dB y así obtener una respuesta del conjunto lo más plana posible. La modificación o rediseño del filtro y sus consecuecias se muestran en las figuras 37 (a), (b) y (c). Como puede observarse la respuesta total es más plana y la frecuencia real de cruce es ahora 1700 Hz en lugar de los 2000 Hz, aunque la frecuencia de cruce del filtro sigue siendo 2000 Hz.

Este ejemplo nos indica que como en la mayoría de trabajos de ingenieria, los cálculos matemáticos nos sirven como primer paso para acercarnos a la solución, pero al resultado final se llega tras una serie de retoques como el que se acaba de describir.

Como punto final de este análisis de los filtros separadores de frecuecias, indicaremos que si se desea diseñar un filtro de cuatro o más vías, el principio de cálculo más adecuado es el mostrado en la figura 28.

## RELOJ TEMPORIZADOR DE HARDWARE

El reloj/temporizador SAB3019P reduce el software y los requisitos de memoria y simplifica los procedimientos de programación de los microordenadores. Mantiene tanto el tiempo como las funciones de datos de forma más sencilla y precisa que por software.

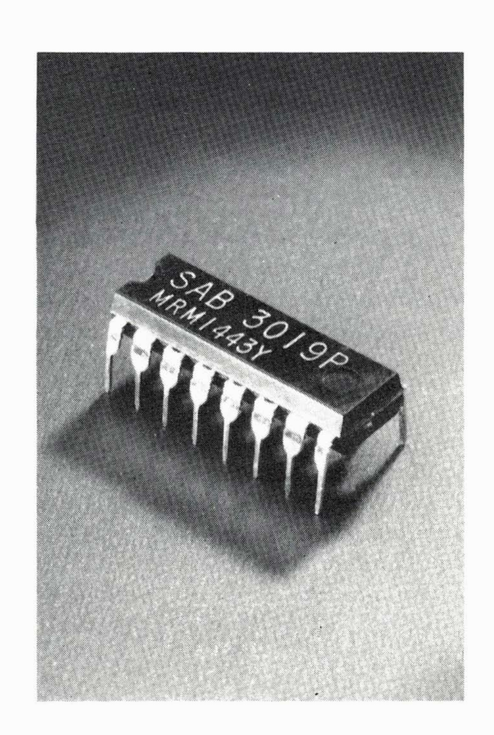
El SAB3019 es controlado tanto por la frecuencia de la red de 50 Hz como por un oscilador de cristal de 32768 Hz. Si la frecuencia de la red de 50 Hz se interrumpe, el circuito pasa automáticamente a trabajar con oscilador de cristal.

Se utiliza un CBUS bidireccional en serie de 3 líneas para conectar el reloj/temporizador a un microprocesador. El reloj/temporizador usa su bus para entrada/salida de minutos, horas, días y meses (tiene además salidas de impulsos para segundos y minutos). Se puede utilizar un registro de tiempo en el SAB3019P para prefijar un tiempo para las funciones de alarma o de conmutación remota; un contador de tiempo proporciona automáticamente ciclos de 28, 30 ó 31 días, dependiendo de la longitud del mes.

El SAB3019P utiliza una alimentación de 5V para la transmisión de datos. Si se interrumpen los 5 V, la función de reloj se mantiene mediante una batería de 1,5 V con una corriente de carga de pocos microamperios.

Para evitar errores de lectura y escritura durante fallos en la alimentación, el SAB3019P tiene un circuito interno de conexión/puesta a cero con una referencia de tensión. Este circuito interrumpe la transmisión de datos cuando la alimentación cae por debajo de la referencia y entrega datos al bus cuando la alimentación sube de nuevo.

El SAB3019P está encapsulado en una cápsula de plástico DIL de 16 terminales, SOT–38.



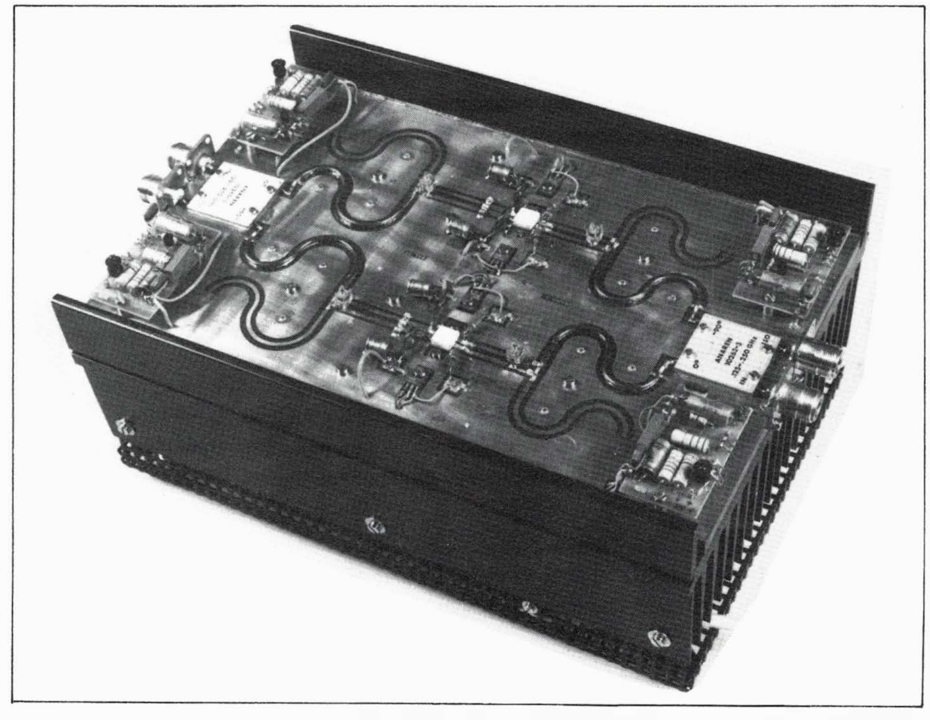

## TRANSISTOR V.H.F. LINEAL EN CONTRAFASE DE 125 W

Miniwatt anuncia que la capacidad de manejo de potencia de sus transistores emisores de Banda III ha sido extendida a 125.

El BLV36 es un transistor en contrafase para amplificadores en clase AB que, además de su potencia de salida de 125 W, tiene una elevada ganancia de potencia de 11,5 (para una potencia de salida de 140) y una eficiencia de hasta el 65 %.

Este transistor tiene la entrada internamente adaptada para operación de banda ancha. Las impedancias de entrada y salida son más elevadas que la de transistores de salida sencilla lo cual simplifica la adaptación de banda ancha.

Al igual que los otros tipos de la gama el BLV36 tiene resistencias reguladoras difundidas de emisor para obtener un óptimo perfil de temperatura, y metalización de oro para obtener excelente fiabilidad. Está encapsulado en una cápsula con bridas de 8 terminales (SOT–161) y caperuza de cerámica. Todos los terminales están aislados de las bridas.



Amplificador en clase AB usando dos transistores BLV36.

## DIODOS REGULADORES DE TENSION DE POTENCIA MEDIA

Miniwatt presenta una nueva gama de diodos reguladores de tensión BZT03, que está basada en la moderna tecnología de perla de cristal, y combina un alto nivel de calidad con excepcionales prestaciones.

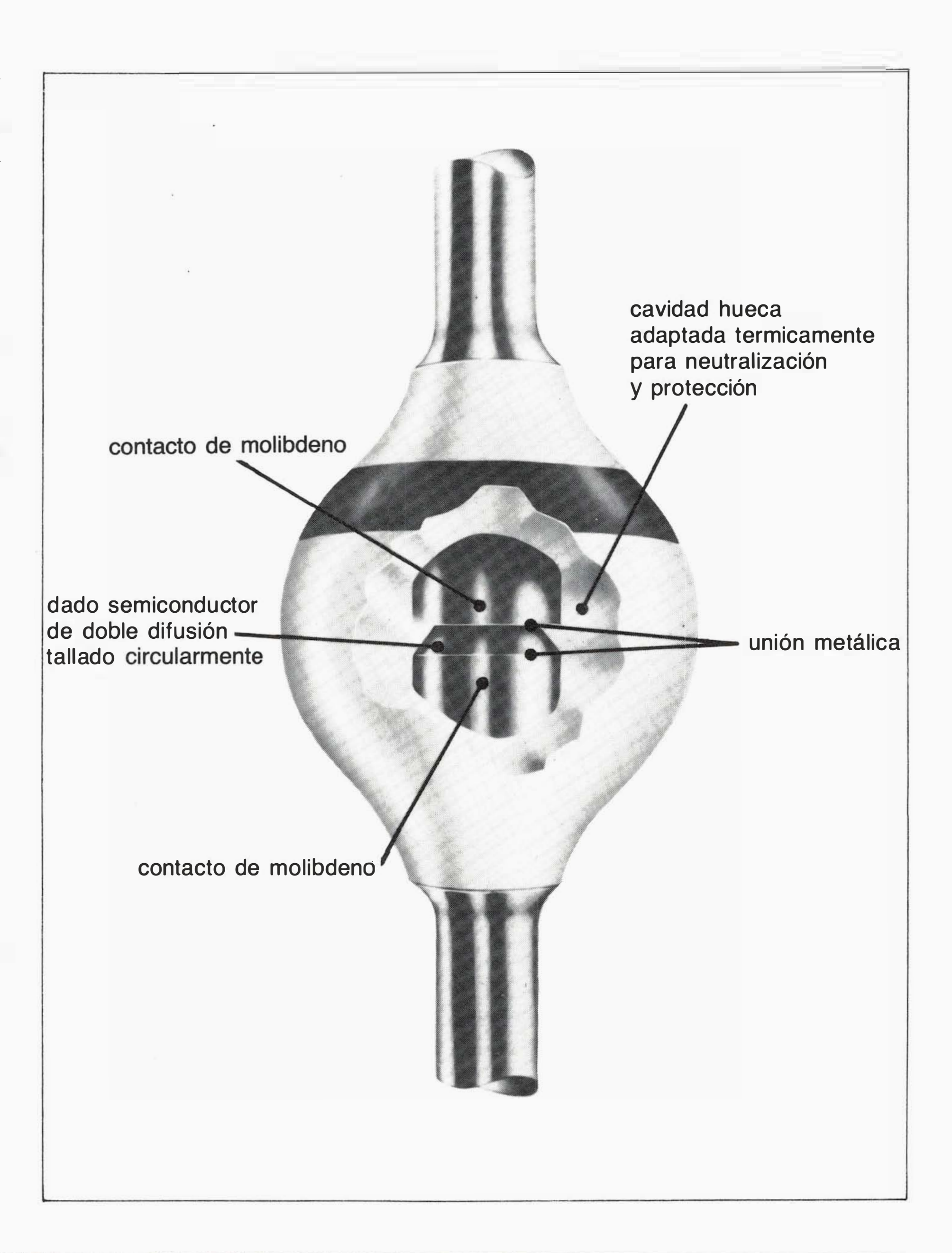
Además de su excelente regulación de tensión, estos diodos pueden absorber grandes cantidades de energía en sentido inverso (más de 600 W durante 100 µs no repetitivos), y por tanto se pueden utilizar como supresores de transitorios.

La máxima temperatura de unión de la gama BZT03 es 175 °C. Las tensiones de compensación, que definen el umbral de supresión, se extienden desde 7,5 V a 220 V con corrientes inversas de pocos microamperios. Se suministran diodos con un amplio margen de tensión desde 9,1 – 270 V y se pueden disponer (bajo pedido) de dispositivos de hasta 510 V que es el mayor valor de tensión de cualquier diodo encapsulado en perla de cristal del mercado.

El encapsulado perla de crista SOD–57 da al BZT03 una estructura robusta y herméticamente cerrada, que es virtualmente libre de los efectos de fatiga térmica. La pasivación por vidrio de la unión de diodo asegura una excelente estabilidad de las características. Además, no hay problemas de inflamabilidad con los dispositivos de "vidrio".

Todas estas características se combinan para asegurar una elevada calidad, larga duración y excepcional fiabilidad.

Más adelante introduciremos un diodo de 6 W de características similares, que estará encapsulado en una cápsula SOD–64.




---

## CONVERTIDOR ANALOGICO-DIGITAL DE ALTA VELOCIDAD

Miniwatt presenta el NE5034, convertidor analógico/digital de 8 bits compatible con microprocesador. El NE5034 utiliza una técnica de conversión por aproximación sucesiva. En el mismo chip se incluyen: el comparador, tensión de referencia, registro de aproximación sucesiva, reloj y registros intermedios de tres estados.

Este convertidor admite un amplio margen de tensiones analógicas de entrada, bipolar o unipolar, seleccionable mediante resistencias de entrada externas.

Un condensador externo controla la frecuencia de reloj interno, ofreciendo tiempos de conversión inferiores a 17 µs, pudiéndose conseguir tiempos de conversión menores mediante el empleo de un reloj externo.

Los requerimientos de acoplamiento con microprocesador son muy sencillos, permitiendo una conversión analógico-digital con un mínimo de componentes externos.

Para mayor información dirigirse a Miniwatt, S.A. División Comercial Balmes, 22 Barcelona - 7.

# BIBLIOTECA MINIWATT

## Ultimas publicaciones recibidas

| | | | |
|---|---|---|---|
| S1 | 09-82 | DIODES | 525,- Pts. |
| S2 | 09-82 | POWER DIODES, THYRISTORS, TRIACS | 760,- Pts. |
| S3 | 11-82 | SMALL-SIGNAL TRANSISTORS | 625,- Pts. |
| IC7 | 08-82 | SIGNETICS BIPOLAR MEMORIES | 450,- Pts. |
| IC8 | 05-82 | SIGNETICS ANALOGUE CIRCUITS | 625,- Pts. |
| IC9 | 03-82 | SIGNETICS TTL LOGIC | 700,- Pts. |
| T9 | 09-82 | PHOTO AND ELECTRON MULTIPLIERS | 480,- Pts. |
| CT1 | 81/82 | GENERAL CATALOGUE | 960,- Pts. |

## Data Handbooks

| | | | |
|---|---|---|---|
| S4 | 09-81 | LOW FRECUENCY POWER TRANSISTORS AND MODULES | 750,- Pts. |
| S5 | 10-80 | FIELD-EFFECT TRANSISTORS | 280,- Pts. |
| * S6 | 04-82 | R.F. POWER TRANSISTORS AND MODULES | 800,- Pts. |
| S7 | 12-80 | MICROMINIATURE SEMICONDUCTORS | 425,- Pts. |
| * S8 | 06-81 | DEVICES FOR OPTOELECTRONICS | 470,- Pts. |
| S10 | 09-81 | WIDEBAND TRANSISTORS AND HYBRIDS | 475,- Pts. |
| * IC1 | 05-80 | BIPOLAR ICs FOR RADIO AND AUDIO EQUIPMENT | 425,- Pts. |
| IC2 | 05-80 | BIPOLAR ICs FOR VIDEO | 500,- Pts. |
| IC4 | 10-80 | DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS-LOCMOS | 650,- Pts. |
| IC5 | 02-82 | DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS-ECL | 610,- Pts. |
| CM12 | 11-79 | VARIABLE RESISTORS AND TEST SWITCHES | 250,- Pts. |
| CM13 | 12-79 | FIXED RESISTORS | 350,- Pts. |
| C1 | 10-81 | ASSEMBLIES | 700,- Pts. |
| C2 | 06-81 | TUNERS | 375,- Pts. |
| C3 | 01-81 | LOUDSPEAKERS | 475,- Pts. |
| C4 | 12-81 | FERROXCUBE POTCORES, SQUARE CORES & CROSS CORES | 575,- Pts. |
| C5 | 03-82 | FERROXCUBE FOR POWER, AUDIO/VIDEO AND ACCELERATORS | 325,- Pts. |
| * C6 | 05-81 | ELECTRIC MOTORS AND ACCESORIES | 450,- Pts. |
| C10 | 10-80 | CONNECTORS | 280,- Pts. |
| C11 | 05-82 | NON-LINEAR RESISTORS | 325,- Pts. |
| C14 | 05-82 | ELECTROLYTIC AND SOLID CAPACITORS | 325,- Pts. |
| C16 | 01-82 | PIEZOELECTRIC CERAMICS | 280,- Pts. |
| * T1 | 02-80 | TUBES FOR R.F. HEATING | 500,- Pts. |
| T2 | 04-80 | TRANSMITTING TUBES FOR COMMUNICATIONS | 750,- Pts. |
| T3 | 06-80 | KLYSTRONS, TWTS, MICROWAVE DIODES | 350,- Pts. |
| T4 | 09-80 | MAGNETRONS | 325,- Pts. |
| T5 | 08-81 | CATHODE-RAY TUBES | 525,- Pts. |
| T6 | 07-80 | GEIGER MULLER TUBES | 280,- Pts. |
| T7 | 02-82 | GAS FILLED TUBES | 300,- Pts. |
| T8 | 02-82 | PICTURES TUBES AND COMPONENTS | 750,- Pts. |
| T10 | 05-81 | CAMARA TUBES IMAGE INTENSIFIERS | 510,- Pts. |

## Catálogos

| | | | |
|---|---|---|---|
| CT2 | 81/82 | SEMICONDUCTORS | 300,- Pts. |
| CT3 | 81/82 | INTEGRATED CIRCUITS CATALOGUE | 300,- Pts. |
| CT4 | | RESISTORS | 25,- Pts. |

*** Agotados**

Miniwatt
Miniwatt s.a.
división comercial barcelona-7 balmes, 22 telf. 301 63 12 telex nº 54666 copre e madrid-4 sagasta, 18 telf. 446 40 00

S.A.G.H. Dep. Leg. B 36657 82




Miniwatt s.a.

DIVISION COMERCIAL: BARCELONA-7. Balmes, 22. Tel. 301 63 12. Télex: 54666 copre e - MADRID-4. Sagasta, 18. Tel. 446 40 00
DIVISION INDUSTRIAL: BARCELONA-4. Paseo Zona Franca, 15. Tel. 331 51 00. Télex: 52523 miniw e.